Р. Х. БАЛЬЯН

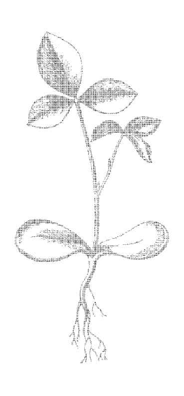
ТРАНСФОРМАТОРЫ ДЛЯ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

ТРАНСФОРМАТОРЫ ДЛЯ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

Р. Х. БАЛЬЯН

Р. Х. БАЛЬЯН

ТРАНСФОРМАТОРЫ ДЛЯ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ





ИЗДАТЕЛЬСТВО «СОВЕТСКОЕ РАДИО»
МОСКВА — 1971

УДК 621.314.21

Бальян Р. Х. **Трансформаторы для радиоэлектроники.** Изд-во «Советское радио», 1971, стр. 720, т. 20000 экз., ц. 2 р. 11 к.

Освещаются вопросы теории, расчета, конструирования и технологии изготовления трансформаторов для радиоэлектроники следующих назначений: силовых трансформаторов нормальной и повышенной частоты, выходных трансформаторов специальных радиотехнических генераторов повышенной и ультразвуковой частоты, трансформаторов для питания схем заряда емкостных накопителей энергии, широко применяемых в различных областях радиоэлектроники и смежных областях (приборостроении, автоматике и телемеханике, связи, ультразвуковой технике и т. д.).

Книга предназначена для инженерно-технических и научных работников, занятых проектированием и эксплуатацией радиоэлектронной и электротехнической аппаратуры и ее радио- и электрокомпонентов. Она может быть использована в качестве учебного пособия студентами институтов и техникумов радиотехнических и электротехнических специальностей.

Табл. 108, рис. 219, библ. 284 назв.

Роблен Хоренович Бальян

ТРАНСФОРМАТОРЫ ДЛЯ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

Редактор И. Г. Давыдова
Художник *Л. Г. Ларский*
Художественный редактор *З. Е. Вендрова*
Технический редактор *А. А. Белоус*
Корректоры *Л. И. Кирильченко, Н. М. Давыдова*

Сдано в набор 7/X-70 г. Подписано в печать 16/II-71 г.
Т01868. Формат 84×108/32. Бумага типографская № 2.
Объем 37,8 усл. п. л.; 38,903 уч.-изд. л. Тираж 20000 экз.
Зак. 516. Издательство «Советское радио», Москва, Главпочтамт, п/я 693
Цена 2 р. 11 к.

Московская типография № 16 Главполиграфпрома Комитета
по печати при Совете Министров СССР
Москва, Трехпрудный пер., 9

3-3-12
50—70

От автора

Трансформаторы для радиоэлектроники принадлежат, как правило, к категории маломощных трансформаторов. В практическом плане маломощными трансформаторами, или трансформаторами малой мощности, называют трансформаторы относительно небольших размеров, габаритная мощность которых не превышает нескольких киловольтампер (в случае работы короткими импульсами электрическая мощность в импульсе может быть и существенно выше). Для краткости и удобства изложения будем далее трансформаторы малой мощности обозначать т. м. м.

В теоретическом плане эти трансформаторы отличаются от обычных мощных трансформаторов специфическими соотношениями основных электромагнитных параметров. Проектирование т. м. м. также имеет ряд особенностей, обусловленных существенным отличием конструкций и многообразием режимов работы, предъявляемых требований и условий эксплуатации. Указанные особенности приводят к необходимости рассматривать т. м. м. как обособленную область трансформаторостроения, требующую самостоятельного анализа и теоретических обобщений.

Укажем основные особенности т. м. м. Т. м. м. очень широко применяются в специальных областях техники, и в этих случаях выдвигаются самые жесткие требования к их весам и габаритам. В то же время, особенно для т. м. м. общепромышленного и бытового назначения, все острее встают и вопросы экономической эффективности, что связано с большими масштабами их производства. В США, например, изготовлением т. м. м. занято около 300 фирм, выпуск т. м. м. только для радиоэлектроники достиг около 60 млн. шт. в год и непрерывно увеличивается. Огромны масштабы производства т. м. м. и в СССР.

Для силовых т. м. м. помимо требования соблюдения заданного перегрева все чаще предъявляется требование ограничения падения напряжения в трансформаторе, т. е. изменения напряжения под нагрузкой. Это вызвано применением высоконадежных электронных ламп и полупроводниковых приборов, не допускающих больших колебаний напряжения на электродах. При этом сами величины зада-

ваемого перегрева или падения напряжения весьма и весьма различны. Также в очень широком диапазоне значений лежит рабочая частота т. м. м.— от нескольких герц до десятков килогерц.

Целый ряд особенностей в расчете и проектировании т. м. м. вызывает специфика их конструкций по сравнению с мощными трансформаторами. Т. м. м.— это, как правило, сухие трансформаторы различных конструктивных типов — броневые, стержневые с одной и двумя катушками, тороидальные, стержневые трехфазные. Для них широко применяются новые конструкции с ленточными сердечниками, новые магнитные и электроизоляционные материалы.

Что касается параметров т. м. м., то принципиально важными являются существенно выраженные зависимости ряда определяющих величин от мощности, или размеров, и геометрии трансформатора. К этим величинам относятся электромагнитные нагрузки (магнитная индукция в сердечнике и плотность тока в обмотках), намагничивающий ток, падение напряжения (при постоянном перегреве) или перегрев (при постоянном падении напряжения). Весьма отличны от мощных трансформаторов соотношения активного и реактивного сопротивлений обмоток, потерь в сердечнике и катушках, намагничивающего и рабочего токов и др.

Отсюда следует необходимость отказа от ряда допущений, принимаемых в классической теории мощных трансформаторов, и в то же время возможность введения новых допущений и ограничений. Таким образом, теория трансформаторов малой мощности, базируясь, естественно, на общей теории трансформаторов, должна иметь свои особенности как в отношении методики исследования, так и круга анализируемых задач.

Если некоторое время назад т. м. м. играли вспомогательную роль и при их проектировании удовлетворялись упрощенными приемами и случайными решениями, то в последние годы они приобрели большое значение в связи со стремительным развитием областей техники, нуждающихся в совершенных т. м. м.,— радиоэлектроники, автоматики, связи, приборостроения в их общепромышленном, специальном и бытовом приложениях.

В свете сказанного возникла задача проведения обобщенного теоретического анализа и создания на его основе оптимальных методов проектирования, обеспечивающих получение совершенных т. м. м.

Некоторые стороны теории т. м. м. и проблемы их оптимизации рассматривались в отдельных работах различными авторами. Ряд особенностей т. м. м. отметил один из основоположников теории трансформаторов — М. Видмар [66]. В СССР еще в тридцатые годы материалы по расчету силовых т. м. м. опубликовал Д. В. Васильев [61]. В пятидесятые годы вопросы проектирования таких трансформаторов осветили в своей монографии Н. П. Ермолин и А. П. Ваганов [103]. Затрагивал эти вопросы и Г. С. Цыкин в работе, посвященной трансформаторам низкой частоты [224].

Работы в области т. м. м. наиболее широко и глубоко развернулись в последние 10—15 лет. Из публикаций этого периода в области силовых т. м. м. наиболее значительны работы советских ученых и инженеров А. И. Бертинова, В. Л. Бреймана, Г. Н. Дульнева, А. В. Захарова, Г. И. Карповского, Е. И. Кисселя, Р. А. Лашевского, В. П. Лопатина, Л. П. Наседкина, Г. Н. Петрова, Д. Н. Порто, Н. М. Тищенко, А. Л. Харинского, В. Н. Черкасова и др. Из зарубежных авторов можно отметить (в русской транскрипции) Х. Гарбарино [259], Ц. Добеллера [253], Р. Ли [268], А. Морриса [270], Т. Нисбета [272], Г. Норденберга [273] и др.

Материалы по т. м. м. содержатся в ряде книг по электропитанию радиоустройств, например в книгах А. М. Кугушева, А. М. Утевского, В. Ю. Рогинского [131, 214, 179]. Несколько лет назад вышла в свет книга И. И. Белопольского и Л. Г. Пикаловой, посвященная расчету маломощных трансформаторов и дросселей [47]. Однако теоретические вопросы в этой книге рассмотрены в очень малой степени и не всегда достаточно обоснованно.

Попытка обобщить особенности силовых т. м. м. и изложить основы их теории и методики оптимального проектирования на базе современных представлений в этой области была предпринята в 1961 г. автором в его монографии «Трансформаторы малой мощности» [26]. За истекшие годы, продолжая работу в области теории т. м. м., автор существенно развил ее отдельные аспекты и рассмотрел ряд новых вопросов теории и методики проектирования силовых т. м. м. Например, предложено новое уравнение мощности т. м. м., проведен анализ оптимального соотношения плотностей тока и оптимального соотношения падений напряжения обмоток; углублено исследование теплового режима, причем введен учет внутрикатушечного перепада темпера-

тур; подробно проанализированы вопросы о намагничивающем токе и о падении напряжения и факторах, на них влияющих; рассмотрены вопросы экономики, введено понятие синтезирующих технико-экономических показателей, органически учитывающих роль энергетических показателей — к. п. д. и $\cos \varphi$; обосновываются понятия оптимальных индукций, перегрева, падения напряжения; введены критериальные параметры, с помощью которых получаемые результаты распространяются на различные сочетания задаваемых условий.

Новые возможности для исследований предоставило использование ЭЦВМ. Это позволило учесть ряд дополнительных факторов, которые ранее не учитывались. Тем самым удалось либо получить более точные решения, либо строго обосновать правомерность тех или иных допущений. Так, введены математические критерии оптимальности геометрии как для отдельно взятого магнитопровода (трансформатора), так и для их группы, являющейся ячейкой унифицируемого ряда типоразмеров. Глубже проанализированы принципы построения таких рядов. При анализе оптимальной геометрии и в обобщенной методике расчета коэффициент заполнения окна проводниковым материалом принят не постоянной, а функциональной величиной, зависящей от геометрии и абсолютных размеров трансформатора. Это позволило провести исследование своего рода «тонкой структуры» трансформаторов. Анализ оптимальной геометрии дан значительно шире. Дополнительные материалы получены в области предложенных автором трансформаторов с неполным (оптимальным) заполнением окна.

В настоящей книге автор излагает теорию т. м. м. и решение задач оптимального проектирования с учетом отмеченного нового подхода и новых результатов. Соответственно проблема оптимизации т. м. м. в целом освещена в ней существенно полнее, чем в предыдущей книге автора [26].

Основное внимание в книге по-прежнему уделено силовым т. м. м., из которых основное место занимают низковольтные трансформаторы как наиболее распространенные. Отдельные главы книги посвящены специальным т. м. м.: специфичным выходным трансформаторам и трансформаторам для питания схем заряда емкостных накопителей энергии. Эти виды т. м. м. играют важную роль в отдельных областях импульсной и специальной техники (гидролока-

ции, навигации, ультразвуковой технике). Данный раздел дополнен сведениями о методах расчета паразитных параметров т. м. м. и частоты собственного резонанса.

Приводимый в книге материал по проектированию т. м. м. базируется на уточненных и рационализированных методах расчета, существенно пополнен справочными данными, таблицами с необходимыми исходными параметрами и результатами расчетов основных величин в общем виде и для типовых случаев. Данные приводятся для всех нормализованных рядов магнитопроводов, в том числе и для дополнительно введенных в последнее время.

В книге приводятся также основные сведения об активных и электроизоляционных материалах и проводах для т. м. м., конструкциях и технологии изготовления т. м. м., обобщающие обширный отечественный и частично зарубежный опыт. Эти сведения достаточны для законченного рассмотрения т. м. м. в целом и могут использоваться для реального инженерного проектирования т. м. м. и постановки задач их дальнейшего совершенствования. Данные разделы подверглись переработке по сравнению с первой книгой автора и приведены в соответствие с требованиями сегодняшнего дня.

Следует отметить, что изложенные в книге принципиальные вопросы решения проблемы оптимизации т. м. м. представляют интерес и для более широкого класса электромагнитных элементов, по отношению к которым трансформатор является своеобразным базисом. В этом смысле автор с чувством глубокого удовлетворения отмечает плодотворность, как он надеется обоюдную, общения и взаимного обмена идеями с авторами наиболее значительных теоретических работ в области оптимизации неуправляемых и управляемых дросселей А. М. Бамдасом и Ю. А. Савиновским [38, 41, 42]. Ряд положений и полученных результатов можно отнести не только к т. м. м., но и к трансформаторостроению в целом.

Данная книга представляет собой результат многолетнего труда автора в области т. м. м. Этот труд разделяли с ним многие товарищи по работе, которым автор искренне благодарен за большую помощь в проведении экспериментов и расчетов, за участие в критическом обсуждении опытных и литературных материалов. Особую признательность хочется выразить К. Г. Бирагову, Г. Н. Бороздинскому, И. П. Брынову, Л. М. Гарткевич, А. И. Клюсс, М. В. Лукь-

янову, Б. Г. Оркину, М. И. Плетневой, Ю. С. Русину, Ф. Э. Точанскому, Л. П. Тюпиной, А. К. Цыпкину, М. Э. Эпштейну. Решение ряда задач на ЭЦВМ было выполнено при самом активном участии О. П. Александровой и К. И. Криворученко, поблагодарить которых автор считает своим приятным долгом. Автор не смог бы должным образом оформить свой труд без постоянной помощи А. И. Бавиной, В. М. Дороничева, А. И. Дорощенкова, А. М. Макарова, Т. А. Цирковой, которым он также говорит свое сердечное спасибо.

Автор с удовольствием назвал бы еще целый ряд лиц, так или иначе участвовавших в его работе. У него при этом возникают, однако, естественные затруднения, поскольку в наше время порой невозможно провести границу, где закончилась именно данная работа и участие в ней тех или иных товарищей. В частности, ему неизменно помогали советами, сведениями и критическими замечаниями коллеги по профессии, среди которых нельзя не назвать Г. И. Карповского, Е. И. Кисселя, А. А. Лебедева, Р. А. Лашевского, Л. В. Майкова, Ю. А. Савиновского, А. Л. Харинского.

С особой признательностью хочется обратиться к профессорам А. М. Бамдасу, А. А. Батоврину, О. Б. Брону, Д. В. Васильеву, Б. Б. Гельперину, Н. П. Ермолину, уделившим большое внимание теоретическим разделам работы автора и высказавшим целый ряд ценных советов и замечаний. Автор также благодарит за большой проделанный труд рецензентов книги профессора А. А. Батоврина и доцента Ю. А. Савиновского.

Предлагая вниманию читателя настоящую книгу, автор вполне понимает, что она не свободна от недостатков, и с благодарностью примет замечания и предложения, направленные на ее улучшение.

В заключение хочется сказать: сейчас, на склоне двадцатого века, трансформатор представляется достаточно простым и хорошо знакомым устройством. Спроектировать его, удовлетворив заданным электрическим параметрам, давно уже не представляет проблемы. Но спроектировать его удовлетворяющим *всей*, порой весьма сложной, *совокупности требований* и при этом спроектировать *оптимальным*, причем по заданному критерию оптимизации,— это уже проблема. Изучению и решению этой проблемы автор и посвящает свою книгу.

РАЗДЕЛ ПЕРВЫЙ

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ТРАНСФОРМАТОРОВ МАЛОЙ МОЩНОСТИ

Глава 1

КЛАССИФИКАЦИЯ ТРАНСФОРМАТОРОВ

1.1. Классификация по схемно-электрическим параметрам

Схемное назначение. Этот признак классификации характеризует функции, выполняемые трансформатором в электрической схеме. Можно назвать следующие три основные группы т. м. м.: силовые, согласующие, импульсные. Силовые т. м. м. называют также трансформаторами питания и обозначают поэтому ТП. Но первое название предпочтительнее.

Силовые т. м. м. служат для питания различных звеньев аппаратуры переменным током той или иной частоты. Это наиболее распространенная группа трансформаторов, они составляют свыше 70% всех т. м. м. Их оптимизация представляет поэтому особо важную задачу. Данной группе трансформаторов в настоящей книге уделено основное внимание. Среди силовых т. м. м. выделим специфические трансформаторы с плавным электрическим регулированием или стабилизацией выходного напряжения. К ним относятся трансформаторы с подмагничиваемым шунтом (ТРПШ) и с перераспределением напряжения (ТРПН). Их применяют в особых случаях, когда такие устройства оказываются выгоднее, чем сочетание обычного трансформатора и регулирующего (стабилизирующего) элемента, например управляемого дросселя. Регулируемые трансформаторы по сравнению с обычными имеют усложненную конструкцию. В настоящей книге они не рассматриваются.

Силовые т. м. м. используют для питания самых разнообразных нагрузок: микродвигателей, бытовых приборов,

обмоток реле, схем магнитных усилителей, выпрямительных схем, устройств индикации, осветительных и нагревательных приборов и т. д. В этой группе т. м. м. особо выделяют трансформаторы для питания электронных приборов. Силовые т. м. м. для схем на транзисторах обозначают ТПП. Обычно они дают весьма низкие напряжения. Значение и распространение ТПП с каждым годом возрастают.

Т. м. м. для питания электронных ламп делят на анодные, накальные и смешанные анодно-накальные трансформаторы, обозначая их соответственно ТА, ТН, ТАН. Напряжения анодных обмоток могут достигать значительных величин. К анодным т. м. м. относятся специфические трансформаторы для питания зарядных устройств емкостных накопителей энергии, применяемых в некоторых областях импульсной техники. Эта категория т. м. м. рассмотрена в гл. 15 данной книги.

Согласующие т. м. м. (ТС) служат в общем случае для согласования сопротивлений в разных схемных звеньях. Их называют также трансформаторами низкой частоты. ТС используют в радиоприемной, радиопередающей и иной аппаратуре, выполненной как на электронных и ионных приборах, так и на полупроводниках. Эти трансформаторы можно подразделить на входные, промежуточные и выходные по их месту в схеме, они работают на фиксированной частоте или в полосе частот. В настоящей книге рассматриваются только специфические вопросы проектирования выходных трансформаторов специальных электронных генераторов (гл. 16). Подробные материалы по обычным, наиболее распространенным видам ТС можно найти в специальной литературе [130, 197, 224, 243, 250, 268, 271, 279].

Импульсные трансформаторы (ТИ) предназначены для передачи между участками электрической цепи импульсов напряжения или тока той или иной формы и длительности. Длительности импульсов обычно весьма малы и лежат в диапазоне от долей наносекунды до десятков микросекунд. Снижение нижней границы длительностей до указанного предела произошло в самое последнее время в связи с развитием наносекундной радиотехники. В отдельных случаях длительности импульса возрастают до миллисекунд и более. Форма входных импульсов преимущественно прямоугольная, однако возможна и любая сложная форма. В частности, для запуска (поджига) различных радиоэлементов и устройств используют импульсы в виде острых пиков.

Передающие их ТИ называют пиковыми трансформаторами [103]. ТИ в настоящей работе не рассматриваются. Наиболее полный анализ они нашли в работах Я. С. Ицхоки [109, 110]. Для практических расчетов может быть использована также книга Н. П. Ермолина и А. П. Ваганова [103] и некоторая другая литература [197].

Схема трансформатора. По этому признаку разделим все т. м. м. на одно-, двух- и многообмоточные. *Однообмоточный трансформатор* есть автотрансформатор, в котором между первичной (входной) и вторичной (выходной) стороной существует не только магнитная, но и прямая электрическая связь. Первичную или вторичную сторону автотрансформатора определяют отводы от имеющейся единой обмотки.

В книге автотрансформаторы не выделяются из общего понятия «трансформатор», весь материал, как правило, относится и к автотрансформаторам. Лишь в тех случаях, где особенности автотрансформаторов требуют отдельного учета, им посвящаются специальные оговорки или рубрики (§ 14.3, 14.7).

Двухобмоточный трансформатор имеет одну первичную и одну вторичную электрически не связанные обмотки. Он весьма распространен как практическая конструкция и является базой при теоретическом анализе. При этом особенности многообмоточных т. м. м., если они имеют место, специально оговариваются. В двухобмоточных трансформаторах ток и э. д. с. первичной обмотки связаны однозначными соотношениями с током и напряжением вторичной обмотки.

Многообмоточный трансформатор имеет не одну, а несколько электрически не связанных вторичных обмоток. Здесь уже ток первичной обмотки определяется через токи вторичных обмоток целой совокупностью соотношений. По сравнению с мощными трансформаторами многообмоточные т. м. м. распространены гораздо больше, число обмоток иногда доходит до десяти. Но наиболее типичным следует считать четырех-пятиобмоточный трансформатор. Многообмоточные т. м. м. наиболее часто встречаются среди силовых трансформаторов (особенно среди ТН и ТАН). Все данные, требующие дифференциации между мало- и многообмоточными трансформаторами при расчете и проектировании, приводятся в книге раздельно для обеих категорий.

Рабочая частота. Частота тока, при которой работает трансформатор, является одним из наиболее важных параметров. Он во многом определяет целый ряд характеристик и даже методический подход к теоретическому анализу. Для т. м. м. данный классификационный признак приобретает особое значение и потому, что эти трансформаторы работают при самой различной частоте, от единиц герц до тысяч килогерц.

Строгая классификация по частоте еще не установилась, но можно предложить следующие градации, которые используются в дальнейшем изложении:

т. м. м. *пониженной частоты* — ниже 50 *гц*;

т. м. м. *нормальной, или промышленной частоты* (н. ч.), — 50 *гц*;

т. м. м. *повышенной частоты* (п. ч.) — от 100 до 10 10 000 *гц*;

т. м. м. *высокой частоты* (в. ч.) — свыше 10 000 *гц*,

в том числе т. м. м. *ультразвуковой частоты* (у. ч.) — от 10 000 до 100 000 *гц*.

Для ТИ известным аналогом частоты является длительность импульса, о которой говорилось выше. Для широкополосных т. м. м. наиболее характерна при определении габаритных размеров трансформатора обычно нижняя рабочая частота.

Если мощные трансформаторы в подавляющем большинстве питаются от сетей нормальной частоты, то для т. м. м. с каждым годом все большее значение приобретает повышенная частота. Для ТС это обусловлено самим назначением трансформаторов. Для силовых трансформаторов повышение частоты позволяет значительно снизить вес и размеры т. м. м. (§ 11.10). Поэтому силовые т. м. м. повышенной частоты находят особое распространение в переносной и транспортируемой аппаратуре. К последней относится бортовая аппаратура, где стремление к повышению рабочей частоты особенно заметно. Так, известное применение находит уже частота 1000 и даже 2000 *гц*, а в отдельных случаях и 10—15 *кгц*. Наиболее распространенной остается, однако, частота 400 *гц*. Эту частоту примем в качестве типовой (когда конкретное значение частоты играет роль, но не указано, то будем иметь в виду именно частоту 400 *гц*).

Интересно, например, привести такие данные. В годы второй мировой войны на самолетах использовался только постоянный ток. А на современных самолетах доля

установок постоянного тока составляет менее 20%, основная же роль принадлежит переменному току повышенной частоты.

Т. м. м. нормальной частоты широко применяют в общепромышленной, радиоизмерительной, широковещательной и бытовой аппаратуре. По объему выпуска эти трансформаторы превалируют, чего нельзя с той же уверенностью сказать о номенклатуре т. м. м. Шкала частот установлена ГОСТ 6697—63.

Система тока (число фаз). В отличие от мощных трансформаторов, т. м. м. в большинстве случаев являются однофазными. За последнее время нашли некоторое применение и трехфазные трансформаторы. Если число фаз имеет значение, но не оговаривается, то речь идет об однофазных трансформаторах (1Т). Трехфазные трансформаторы (3Т) в этих случаях при упоминании выделяются.

Электрическое напряжение. Здесь определяющим будет то наивысшее напряжение, на которое должна быть рассчитана изоляция какой-либо одной, нескольких или всех обмоток трансформатора. По этому признаку т. м. м. можно разделить на *низковольтные* и *высоковольтные*. К первым относятся трансформаторы, у которых рабочее напряжение ни одной из обмоток не превышает 1000—1500 *в*. Говоря о трансформаторах высоковольтных, надо выделить два принципиально различных случая.

В первом случае какие-либо обмотки трансформатора имеют высокое номинальное напряжение (выше 1000—1500 *в*). Это предопределяет необходимость выполнения надежной изоляции между отдельными отмотками трансформатора, между каждой обмоткой и корпусом, а также слоевой изоляции в самих высоковольтных обмотках.

Во втором случае рабочие напряжения обмоток сами по себе невысоки, но в силу схемных особенностей высокие напряжения существуют между обмотками или по отношению к корпусу. Поскольку в этом случае требуется выполнение высоковольтной изоляции между обмотками или корпусной (или и той и другой), трансформатор следует отнести к высоковольтным. Однако слоевая изоляция здесь будет низковольтной, поэтому подобные трансформаторы рационально выделить как трансформаторы с высоким потенциалом. Примером служит накальный трансформатор для лампы, катод которой находится в схеме под высоким потенциалом.

Может встретиться и такой случай, когда высокий потенциал на обмотках трансформатора в нормальных условиях отсутствует, но возникает при каком-либо предусматриваемом аварийном режиме схемы. Подобный трансформатор также необходимо отнести к разряду высоковольтных.

Низковольтные трансформаторы составляют основную массу т. м. м. Поэтому в книге при отсутствии иных указаний имеются в виду эти т. м. м., а особенности высоковольтных трансформаторов отмечаются отдельно.

Величина мощности. Это условный признак, вводимый иногда для удобства изложения. Весь диапазон мощностей т. м. м. разобъем на три поддиапазона:

— *малые* т. м. м. мощностью несколько десятков вольт-ампер и менее,

— *средние* т. м. м. мощностью от нескольких десятков до нескольких сотен вольт-ампер,

— *большие* т. м. м. мощностью несколько сот вольт-ампер и более (до нескольких киловольт-ампер).

Поскольку понятен относительный характер этих определений, сочетания «малый т. м. м.», «большой т. м. м.» или, что то же, «т. м. м. малой мощности», «т. м. м. большой мощности» не следует считать ни повторами, ни фразеологическими курьезами.

Применяемые здесь понятия мощности характеризуют размеры, габариты трансформатора. Такую мощность называют иногда габаритной, в отличие от непосредственно электрической мощности. Различие между этими двумя понятиями проявляется только при сложных схемах какой-либо обмотки и особенно заметно при работе трансформатора отдельными циклами. Габаритную мощность определяют как среднеэффективную за полный цикл включения с учетом пауз (см. ниже данную главу и гл. 16).

Т. м. м. в большинстве случаев работают на активную нагрузку, поэтому их вторичная мощность активна и ее можно выражать в ваттах (киловаттах). Однако, поскольку многие теоретические выводы и расчетные соотношения справедливы для любого вида нагрузки, будем для общности изложения пользоваться понятием полной мощности, измеряемой в вольт-амперах (киловольт-амперах).

Критерии проектирования. Для любого т. м. м. должен быть обеспечен определенный тепловой режим работы, чтобы перегрев его обмоток не превышал допустимой величины, диктуемой классом электрической изоляции и сроком

службы трансформатора (§ 1.3). Поэтому ограничение перегрева не выше допустимой величины является первоочередным и непреложным требованием. Это требование при намеченном способе охлаждения обусловливает выбор предельных электромагнитных нагрузок и тем самым предопределяет в значительной мере весь расчет т. м. м.

Однако может встретиться и более сильное требование, приводящее к необходимости снизить величины этих нагрузок, выбранных из условия соблюдения допустимого перегрева. Таким требованием для силовых т. м. м. может оказаться соблюдение допустимой величины падения напряжения в обмотках т. м. м. под нагрузкой. Эта величина определяет стабильность вторичного напряжения трансформатора при колебаниях тока нагрузки и температуры окружающей среды. Будет показано, что при прочих равных данных падение напряжения уменьшается по мере возрастания мощности т. м. м. и рабочей частоты (§ 8.3). Поэтому данное требование особенно существенно для малых т. м. м. и особенно нормальной частоты, хотя с ним приходится считаться порой и для средних т. м. м. нормальной частоты и для малых т. м. м. повышенной частоты.

Таким образом, для силовых т. м. м. существует два основных критерия проектирования: *допустимый* (*заданный*) *перегрев* или *допустимое* (*заданное*) *падение напряжения*. Один из этих критериев всегда является более сильным и определяет весь ход проектирования т. м. м. Это один из важнейших признаков классификации, предопределяющих во многом не только методику расчета, но и пути теоретического анализа т. м. м.

Далее постоянно мы будем прибегать к этой классификации, излагая многие выводы раздельно для т. м. м., проектируемых при заданном перегреве, и т. м. м., проектируемых при заданном падении напряжения. Эту терминологию мы изберем в качестве преобладающей, упростив ее следующим образом: т. м. м. при *заданном* перегреве, т. м. м. при *заданном* падении напряжения. Но совершенно равносильными будут и такие термины: т. м. м., проектируемые из условия заданного перегрева (падения напряжения); т. м. м., проектируемые при *постоянном* перегреве (падении напряжения); т. м. м., проектируемые при *минимальном* перегреве (падении напряжения). С точки зрения физики явлений, теоретических выводов и закономерностей и расчетных формул все эти понятия совершенно равнозначны.

Режим работы. Выделим три наиболее характерных режима работы: *продолжительный*, *повторно-кратковременный*, *кратковременный*. Наиболее обычным из них является первый: трансформатор за время включения работает без пауз и столь долго, что успевает нагреться до установившегося состояния. Время такого нагрева т. м. м. составляет от долей часа до нескольких часов в зависимости от размеров трансформатора.

Если трансформатор работает без пауз, но короткое время и не успевает нагреться до установившегося состояния, имеем кратковременный режим работы. Его частным случаем является *разовое действие*, когда т. м. м. предназначен для однократного использования в специальных устройствах.

Наконец, систематическое чередование рабочего и выключенного состояния (импульсов включения и пауз) определяет повторно-кратковременный режим. Наибольший интерес представляет повторно-кратковременный режим, общая длительность которого достаточна для достижения установившейся температуры нагрева трансформатора. Отношение полного времени одного рабочего цикла к длительности одного периода включения называют скважностью. Примером повторно-кратковременного режима может служить режим работы связного радиопередатчика.

Для т. м. м. часто встречающейся разновидностью повторно-кратковременного режима является *импульсный* режим работы, когда продолжительность паузы во много крат превышает длительность рабочего импульса, т. е. когда скважность весьма велика. Импульсные режимы характерны, например, для радио- и гидролокации. При этом в первом случае выходной трансформатор локационного генератора, как типичный импульсный, передает импульс огибающей напряжения заданной формы, а во втором случае — импульс, заполненный колебаниями напряжения повышенной или ультразвуковой частоты.

В режиме большой скважности мощность трансформатора можно значительно увеличить, не превышая допустимого нагрева. Поэтому трансформаторы импульсного режима мощностью в сотни и даже тысячи киловольт-ампер (в импульсе) удается реализовать в конструкциях весьма малых размеров. С этих позиций их можно отнести к категориям т. м. м.

Особенности проектирования т. м. м. повторно-кратковременного режима работы рассмотрены в § 7.8, 13.2, 14.7, гл. 16.

1.2. Классификация по конструктивным признакам

Тип конструкции. Из многих конструктивных признаков это один из важнейших. Он определяет характер конструкции т. м. м. Ее основой является тип конструкции сердечника или, иначе говоря, его конфигурация. Известны

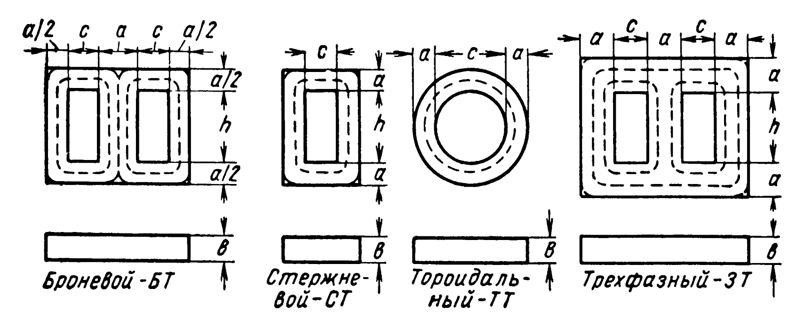


Рис. 1.1. Конфигурация сердечников различных типов.

четыре типа сердечника для т. м. м.: броневой, стержневой, тороидальный — среди однофазных конструкций — и стержневой трехфазный сердечник. Эти сердечники в перечисленном порядке схематически изображены на рис. 1.1 в виде проекций в плоскости линий магнитного потока, а также на рис. 2.1—2.3.

Соответственно называют и трансформаторы с тем или иным сердечником: *броневой* (БТ), *стержневой* (СТ), *тороидальный* (ТТ), *трехфазный* (3Т). Под указанными названиями первых трех типов всегда понимают однофазные т. м. м. Наоборот, упоминая трехфазный т. м. м., определение «стержневой» опускают.

У броневого сердечника центральный стержень шире крайних. На нем располагают катушку БТ. Крайние стержни служат только для размещения магнитного потока и катушек не несут (рис. 2.26). СТ имеет две катушки по одной на каждом стержне сердечника, которые идентичны

(рис. 2.25). Первичные обмотки всегда совершенно одинаковы и соединяются параллельно или последовательно. Иногда применяют стержневые т. м. м., у которых катушку располагают только на одном стержне (рис. 2.21). Такой трансформатор будем обозначать 1СТ. Обмотки ТТ наматывают на сердечник равномерно по окружности (рис. 2.17). Сердечник 3Т состоит из трех стержней равной ширины, на каждом из которых размещают по катушке (рис. 2.28). Все три катушки одинаковы, их соответственные обмотки электрически соединяют в звезду или треугольник. Суммарная ширина всех катушек в окне сердечника либо близка к ширине окна, либо несколько менее ее (см. ниже).

Оси магнитных потоков, создаваемых катушками трансформаторов, показаны для всех типов сердечников на рис. 1.1. Участки сердечника, на которых размещают катушки, называют стержнями. Свободные от катушек участки, соединяющие стержни, называют ярмами. У тороидальных сердечников ярма отсутствуют.

Каждый тип т. м. м. имеет свои преимущества и недостатки, подробно анализируемые в книге. Итоги анализа изложены в § 11.11, 14.2. Ранее в основном применялись БТ. Однако в последние годы в результате выявленных достоинств других типов т. м. м. широкое применение получили СТ и частично ТТ. Начали применять также и 3Т. Лишь 1СТ из-за серьезных недостатков используют крайне редко.

Вид сердечника. Сердечники т. м. м. длительное время шихтовались из штампованных или нарезанных пластин, как и у мощных трансформаторов. Это наборные пластинчатые, или *шихтованные*, *сердечники*. Далее будем применять второй термин. Теперь все шире используют *ленточные сердечники*, которые навиваются или комплектуются из гнутых отрезков ленты, причем они могут быть как *замкнутыми*, так и *разъемными*, или *разрезными*. Первый термин в общем случае предпочтительнее. Подробно сердечники рассмотрены в гл. 2 и 4. Здесь мы останавливаемся на них только в целях классификации.

Хотя возможны любые комбинации, обычно для шихтованных сердечников используют нетекстурованные, а для ленточных — текстурованные или очень тонкие магнитные материалы, причем замкнутые сердечники используют для ТТ, а разъемные — для остальных типов т. м. м. Там, где это существенно, будем оговаривать, какой магнитный

материал и какой вид сердечника имеем в виду — ленточный или шихтованный.

По своей конфигурации ленточные сердечники незначительно отличаются от шихтованных за счет скруглений углов. На рис. 1.1 сплошными линиями даны очертания углов пластинчатых сердечников и пунктирными — ленточных (для ТТ эти очертания совпадают). Для получения выводов общего характера практически безразлично, какие очертания учитывать в теории т. м. м., далее, если нет оговорок, для определенности берутся в расчет ленточные сердечники.

Названия сердечников для разных типов т. м. м. повторяют названия самих трансформаторов. В то же время конкретные обозначения трансформаторов с указанием типоразмера удобно идентифицировать с обозначениями сердечников, для которых в соответствии с геометрической формой будем использовать также следующие принятые названия и обозначения: броневой сердечник — Ш-образный (Ш), стержневой — П-образный (П), тороидальный — О-образный (О), трехфазный — Т-образный (Т). Если одновременно важно подчеркнуть, что имеется в виду ленточный сердечник, к обозначению добавляют букву Л (ШЛ, ПЛ, ОЛ, ТЛ).

Способы охлаждения, изоляции и защиты. В основном т. м. м. имеют *естественное воздушное охлаждение*. Для улучшения теплоотвода прибегают к *принудительному обдуву* трансформатора потоком воздуха. Наконец, в особых случаях в последнее время стали применять наиболее эффективный вид охлаждения — *жидкостное или парожидкостное* (гл. 2,7). Если способ охлаждения важен при рассмотрении того или иного вопроса, будем отмечать это обстоятельство. При отсутствии особых указаний ниже всегда имеем в виду т. м. м. с естественным воздушным охлаждением.

Способы электрической изоляции трансформаторов и защиты от воздействия внешней среды тесно связаны между собой. По количеству выпускаемых т. м. м. наиболее распространены *сухие открытые* т. м. м. (рис. 2.25—2.34). Это в большинстве своем низковольтные трансформаторы.

Для тяжелых условий эксплуатации применяют *закрытые* конструкции (в кожухах) и внешне похожие на них *герметизированные* конструкции (рис. 2.15).

В последние годы во многих случаях механическую герметизацию заменяют обволакиванием различными защитно-изолирующими составами (§ 2.4). Наконец, современные высоковольтные т. м. м. делают также сухими, изолируя их при помощи термореактивных компаундов, например эпоксидных. Наружный слой компаунда одновременно защищает трансформатор от воздействия внешней среды. Поскольку изолирование компаундом осуществляют путем заливки трансформаторов, такие т. м. м. называют иногда *залитыми* (рис. 2.17—2.20). Заливку можно применять и для низковольтных т. м. м. с целью защиты в наиболее ответственных случаях. Подробнее о способах защиты и изоляции т. м. м. будет сказано в гл. 2—4.

Ранее для высоковольтных т. м. м., как и для мощных, применяли *жидкую изоляцию*, делая их закрытыми маслеными. Сейчас такие конструкции т. м. м. устарели. В особых случаях их модификации находят применение при использовании вместо масла спецгазов и жидких диэлектриков — хладагентов — с целью интенсификации охлаждения (рис. 2.43).

Из группы т. м. м., защищенных от воздействия внешней среды, выделяют *тропикоустойчивые* трансформаторы, способные выдержать особо тяжелые условия эксплуатации в районах с тропическим климатом. Развитие областей использования ядерной энергии потребовало и создания изделий, в том числе т. м. м., выдерживающих интенсивные радиоактивные облучения.

Другие конструктивные признаки. Важную роль играет проводниковый материал обмоток. До сих пор в основном для т. м. м. применяют медные провода, но с каждым годом все шире внедряют и провода алюминиевые. Соответственно ради упрощения т. м. м. с теми и другими проводами называют медными и алюминиевыми, хотя термины эти, конечно, не строги. Свойства медных и алюминиевых т. м. м. будут рассмотренны ниже.

Катушки т. м. м. делят на гильзовые и каркасные (рис. 2.14, 2.13). Каркас имеет торцевые щечки, гильза — нет. Эти конструкции рассмотрены в гл. 2. Здесь ограничиваемся только классификацией. Т. м. м., у которых обмотки навивают на каркасы, называют каркасными; т. м. м., обмотки которых наматывают не на каркасы, а на гильзы,— бескаркасными. Т. м. м. можно классифицировать по способу выполнения и расположения обмоток, которые

описаны в § 2.3. Возможны также и другие признаки классификации по различным специальным конструктивным признакам.

*1.3. Классификация по тактико-техническим и технико-экономическим признакам**

Области применения т. м. м. Т. м. м. применяются в самых различных областях техники и народного хозяйства. Здесь важно выделить такие области применения, которые определяют многие иные требования, предъявляемые к используемой аппаратуре и в том числе к трансформаторам. Прежде всего, т. м. м. широко используют в *аппаратуре общепромышленного назначения*, например в радиоизмерительной аппаратуре, аппаратуре управления разнообразных станков и установок, прокатных станов, связной радиоаппаратуре и т. д. Перечисленная аппаратура, как правило, устанавливается стационарно, но бывает и переносной.

В связи с электрификацией быта все многочисленнее случаи применения т. м. м. в *бытовой радио- и электроаппаратуре*. Например, каждый радиоприемник, телевизор, магнитофон, радиола, проигрыватель содержит т. м. м. Все эти приборы относят к широковещательной радиоаппаратуре. Применяют т. м. м. и для питания электроприборов, для перехода от напряжения 220 *в* к 127 *в* и наоборот (переходные автотрансформаторы).

Насыщение радиоэлектронной аппаратурой военной техники привело к появлению третьего вида т. м. м.— трансформаторов для *спецаппаратуры*. Современные радиолокационные, гидроакустические станции, приборы управления стрельбой и полетами ракет, станции слежения используют огромное количество т. м. м. различного назначения и различных разновидностей. Т. м. м. для спецаппаратуры независимо от конкретной области использования имеют много общего.

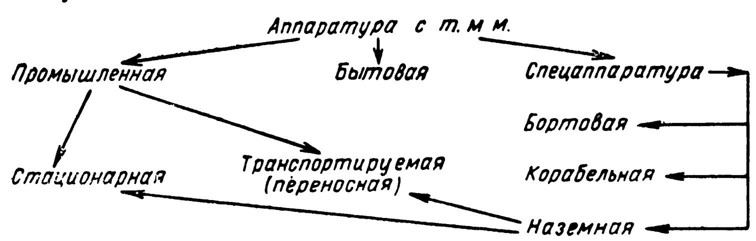
Однако последнее обстоятельство вносит и определенные различия. Поэтому группа т. м. м. спецаппаратуры должна

---

* Приводимые в параграфе сведения о т. м. м. спецаппаратуры взяты из [273].

быть разбита на ряд подгрупп. Наиболее характерными из них являются т. м. м. *бортовой аппаратуры* (самолетной и ракетной), *корабельной аппаратуры* (для надводных кораблей и подводных лодок), *наземной аппаратуры*, как стационарной (системы ПВО), так и транспортируемой (для танков, самоходной артиллерии) и переносной (связная аппаратура). Бортовая и корабельная аппаратура может носить и невоенный характер, но предъявляемые к ней требования в обоих случаях близки между собой (гражданские самолеты и суда, рыбопоисковая аппаратура).

Области применения т. м. м. можно проиллюстрировать следующей схемой:



Области применения определяют такие важнейшие условия, как требуемый срок службы, температурные условия работы, тактико-технические и технико-экономические требования к трансформаторам.

Срок службы. Этот фактор тесно связан с областью применения т. м. м. Разделим т. м. м. на три основные группы [273]: *длительного срока службы* (10 000—20 000 *час* и более), *короткого срока службы* (300—500 *час*) и *кратковременного использования* (единицы секунды — десятки минут). К первым относятся все т. м. м. бытовой (здесь желательный срок службы достигает 100 000 *час*), большинство т. м. м. промышленной и значительная часть т. м. м. корабельной и наземной аппаратуры. Ко второй группе относятся т. м. м. самолетной и в отдельных случаях корабельной и наземной спецаппаратуры, а также аппаратуры общепромышленного назначения. Третью группу составляют т. м. м. ракетной аппаратуры.

Военный стандарт США MIL дает три категории т. м. м.: X (10 000 *час*), Y (2500 *час*), Z ($<$ 500 *час*).

Требуемый срок службы вызывает те или иные требования к выбору рабочих режимов и конструкции т. м. м. Отметим, что под сроком службы мы понимаем суммарное

время использования трансформатора во включенном состоянии. Общее же время между периодами включения и срок хранения до начала эксплуатации составляет обычно несколько лет. Это также необходимо учитывать при проектировании т. м. м.

Температурные условия. Эти условия характеризуют три величины: максимальная *температура окружающей среды* $t_с$, при которой эксплуатируется т. м. м.; максимальная *рабочая температура обмоток* $t_р$, наблюдаемая при установившемся тепловом режиме; превышение температуры обмоток над температурой среды, или *перегрев* обмоток, $\tau = t_р - t_с$. Величина $t_с$ относится к тому локальному объему, в котором непосредственно заключен т. м. м. Она складывается из температуры наружной и того дополнительного нагрева, который наблюдается в месте установки трансформатора по отношению к этой наружной температуре

Перегрев τ определяет в большой мере весь расчет т. м. м. и выбор его рабочих режимов. Величины $t_с$ и $t_р$ обусловливают выбор изоляционных материалов и также, хотя и в меньшей мере, влияют непосредственно на расчет трансформатора. Наряду с этими величинами свой отпечаток на методы конструирования откладывает и величина минимальной температуры окружающей среды $t_{с\ min}$, особенно для высоковольтных т. м. м. спецаппаратуры. Величина $t_{с\ min}$ совпадает с минимальной температурой наружной среды, при которой работает или транспортируется трансформатор. Обычно выбор электроизоляционных материалов обусловлен температурой $t_р$. Поэтому классифицируем т. м. м. по этой величине на *обычные* и *высокотемпературные*. Для обычных т. м. м. $t_р < 100 \div 130°$ С, для высокотемпературных $t_р > 130°$ С. Среди последних выделим трансформаторы с высоким перегревом и т. м. м., работающие при высокой температуре окружающей среды ($t_с > 80 \div 90°$ С).

Величины τ, $t_с$, $t_р$, $t_{с\ min}$ могут иметь самые различные значения. Из них $t_с$ и $t_{с\ min}$ целиком определяются областью применения, а τ и $t_р$ — дополнительно и классом изоляции. В табл. 1.1 даны обычные значения этих величин, хотя в тех или иных случаях они существенно иные. В § 7.3 введены типовые значения $t_с$ и τ (7.7).

Тактико-технические и технико-экономические требования связаны с областями применения т. м. м. Важнейшими тактико-техническими показателями для спецаппаратуры

Таблица 1.1

Температурные условия работы т. м. м.

Область применения т. м. м.		t_c	$t_{c\,min}$	t_p	τ, *град*
		°C			
Общепромышленная		40—70	—50	90—130	30—80
Бытовая аппаратура		50—60	—40	90—110	30—50
Спецаппаратура	бортовая	80—300	—70	110—$\geqslant$200	40—150
	корабельная	70—80	—60	100—150	30—80
	наземная	70—90	—60	100—180	30—100

Примечания: 1. Температура t_c дана не для наружной среды, а для непосредственного места установки трансформатора.

2. В отдельных случаях для бортовой аппаратуры величина t_c может достигать значений 500—600° С.

3. Величины τ, t_p даны для случая проектирования т. м. м. при заданном перегреве. При заданном падении напряжения эти величины могут быть несколько ниже.

являются минимальный вес и объем т. м. м. Для бортовой аппаратуры главную роль играет вес, для корабельной — объем. Для бытовой и в большинстве случаев для промышленной аппаратуры основным технико-экономическим показателем является минимальная стоимость т. м. м.

Т. м. м., проектируемые из условий обеспечения перечисленных показателей, получили соответственно название *трансформатор наименьшего веса*, *трансформатор наименьшего объема*, *трансформатор наименьшей стоимости*. Во всех этих случаях стремятся получить и высокие энергетические показатели — к. п. д. и коэффициент мощности. Рассматриваемые тактико-технические и технико-экономические показатели объединим для общности и удобства изложения в общее понятие *показателя технико-экономической эффективности* т. м. м. Подробнее это понятие обсуждается в § 5.5.

Степени жесткости. Для каждого требования, связанного с областью применения т. м. м. спецаппаратуры, по действующим нормалям имеется несколько степеней жесткости (сочетание степеней может быть различным). Они предусматривают воздействие температур положительных от 70 до 250° С, отрицательных от —40 до —65° С, давления от 780 до 5 *мм рт. ст.*, вибраций в диапазоне частот от 5 до 2000 *гц* с ускорениями от 2,5 до 7,5 *g*, многократных ударов числом от 4 до 10 тыс. с ускорениями от 150 до12 *g*, одиночных ударов с ускорениями от 150 до 1000 *g*, повышенной влажности 98% при 40° С и других факторов. Требования к т. м. м. промышленной и бытовой аппаратуры, естественно, менее жесткие.

Глава 2

КОНСТРУКЦИИ ТРАНСФОРМАТОРОВ

2.1. Основные части конструкции

Главные части конструкции, определяющие электромагнитную основу трансформатора,— сердечник и обмотки с изоляцией, составляющие вместе катушку. Остальные элементы играют чисто конструктивную роль (и весьма важную!): крепежная арматура, выводы, корпус у закрытых конструкций. Рассмотрим принципы выполнения перечисленных частей конструкции. Конструкции тесно связаны с применяемыми материалами и технологией изготовления (эти вопросы рассматриваются в гл. 3 и 4).

2.2. Сердечники

Разновидности сердечников и их обозначения классифицированы в § 1.2. Шихтованные — Ш, П, О, Т и ленточные — ШЛ, ПЛ, ОЛ, ТЛ сердечники как замкнутые, так и разрезные изображены для разных типов т. м. м. на рис. 2.1—2.3. Прессованные сердечники, применяемые часто для импульсных и высокочастотных т. м. м., близки по очертаниям к малым ленточным (о чашечных сердечниках см. § 6.4).

Шихтованные сердечники (ШС). Для т. м. м. сердечники шихтуют обычно из штампованных пластин Ш-, П-, О-, Т-образной формы. Преимущество их перед собираемыми из отдельных полос (как это имеет место у очень больших т. м. м.) — более прогрессивная технология и уменьшение числа стыков (перекрытий) пластин. Сборка пластин у шихтованных Ш-, П- и Т-сердечников возможна встык и вперекрышку (рис. 2.4). Первый способ применяют при допустимости или желательности введения зазора в сердечник. При втором — непосредственный зазор отсутствует, однако

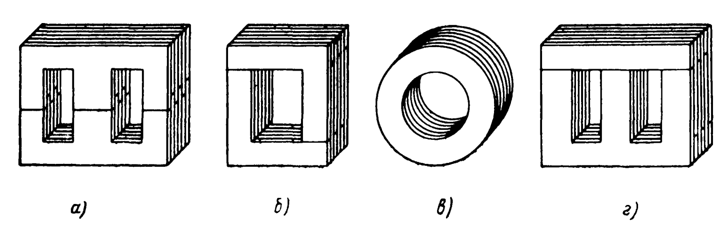


Рис. 2.1. Шихтованные сердечники различных типов:
а — броневой (Ш), *б* — стержневой (П), *в* — тороидальный (О), *г* — трехфазный (Т).

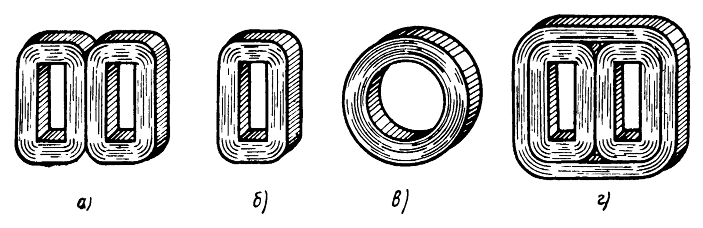


Рис. 2.2. Замкнутые ленточные сердечники различных типов:
а — броневой (ШЛ), *б* — стержневой (ПЛ), *в* — тороидальный (ОЛ), *г* — трехфазный (ТЛ).

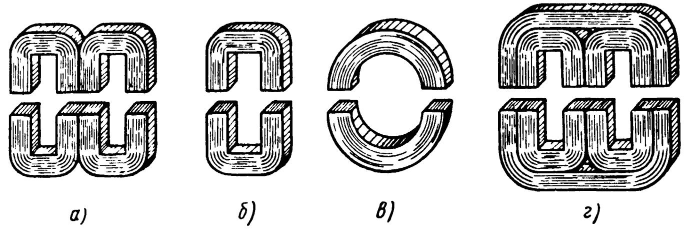


Рис. 2.3. Разъемные (разрезные) ленточные сердечники различных типов:
а — броневой, *б* — стержневой, *в* — тороидальный, *г* — трехфазный.

удвоение магнитной индукции в местах перекрытия пластин приводит к тому же эффекту роста намагничивающего тока, что и наличие зазора. Поэтому вводят понятие эквивалентного зазора в сердечнике δ_c. Он растет по мере роста размеров и составляет 20—60 *мк* на сторону (их всегда две). Известны также Ш-пластины с просечкой среднего стержня, отгибаемого при шихтовке катушек (рис. 2.5), но здесь неизбежны большие отходы материала, а шихтовка затруднена.

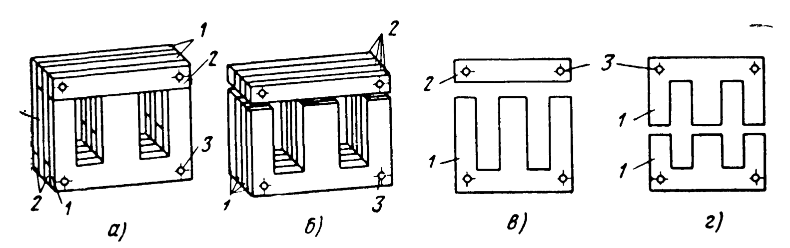


Рис. 2.4. Штампованные пластины сердечников и их сборка: *а* — сборка вперекрышку, *б* — встык, *в* — разъем по ярму, *г* — разъем по стержню; *1* — Ш-образные пластины, *2* — замыкающие, *3* — отверстия под шпильки.

У ШС иногда уширяют ярма для уменьшения магнитного сопротивления потоку. Практически у т. м. м. это нашло применение для БТ. Если при нормальных ярмах их ширина $a_я$ у БТ в два раза меньше ширины стержня a, несущего катушку (для сохранения одинаковых магнитных индукций), то здесь $a_я > a/2$ (см. рис. 5.6). У ТТ ярма нет, у стержневых т. м. м. обычно $a_я = a$ (рис. 5.6, 2.1—2.3).

Для т. м. м. с ШС широкое распространение нашли броневые. Пластины для силовых т. м. м. наименьшего веса определены нормалью НО. 777.000 (Ш), стоимости — НИО. 777.001 (УШ), для малогабаритных согласующих т. м. м.— НО. 777.001 (в последнем случае есть и П-пластины). Подробно размеры пластин и ряды ШС рассмотрены в § 6.1—6.2 и приведены в табл. П14.1, П14.9, П14.10, П6.1—П6.2 (П — приложение). Размеры пластин по этим нормалям позволяют обеспечить безотходную штамповку (рис. 2.6).

Пластины для стяжки в пакет имеют для пропуска шпилек или отверстия (рис. 2.4), или наружные пазы (рис. 2.5). Кроме простейших применяют и специальные формы пластин с разным способом стыкования для улучшения магнитных характеристик сердечников (см. на рис. 2.7 такие пластины французской фирмы SIFOP).

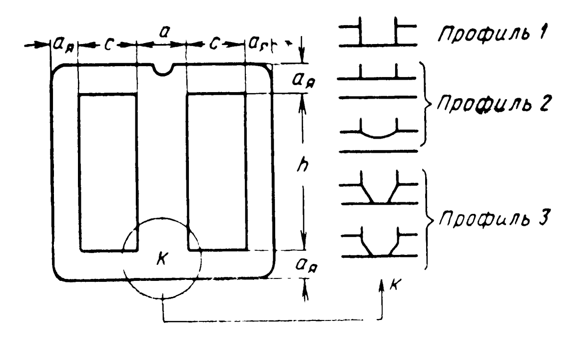


Рис. 2.5. Штампованная пластина с просечкой стержня.

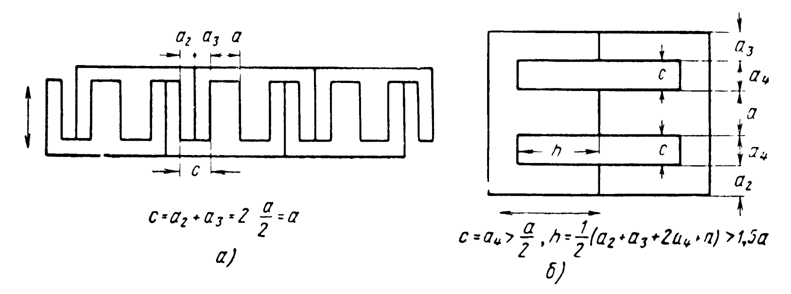


Рис. 2.6. Пластины безотходной штамповки:
а — для БТ наименьшего веса, *б* — для БТ наименьщей стоимости, сердечник с уширенным ярмом.

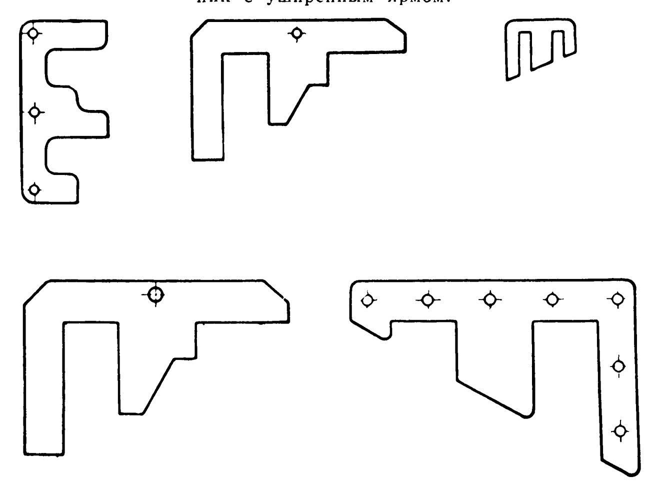


Рис. 2.7 Штампованные пластины специальной формы

Ленточные сердечники (ЛС) начали применяться некоторое время назад и в последние годы значительно потеснили ШС. Можно утверждать, что ЛС позволяют снизить вес и габариты т. м. м. Что же касается стоимости т. м. м., соперничество ШС и ЛС привело к дальнейшему усовершенствованию технологии изготовления первых, и в этом отношении преимущества ЛС не столь очевидны, как они казались несколько лет назад [26], особенно для малых т. м. м. Известную роль играет то обстоятельство, что до настоящего времени в массовом производстве ЛС не удалось избежать значительного ухудшения свойств магнитных материалов, причем более значительного, чем у ШС. Подробнее этот вопрос рассмотрен в гл. 4 и § 11.12. Тем не менее ЛС, безусловно, перспективны, и во многих областях их внедрение уже сейчас дало большой эффект.

ЛС изготовляют из узкой ленты электротехнических сталей или сплавов различной толщины. Наиболее распространены ЛС из холоднокатаной стали марок Э3... (§ 3.1), но широко применяют и ЛС из сплавов, особенно для согласующих т. м. м. (§ 3.1, 16.2).

Преимущества ЛС перед ШС таковы: нет ограничений по толщине материала, можно применять тонкие ленты, что важно при повышенной и высокой частоте; для материалов с ориентированной магнитной структурой вдоль направления проката полностью используются их преимущественные свойства в этом направлении, а у ШС в поперечных ярмах поток идет поперек направления проката, что заметно ухудшает магнитные свойства сердечников. Ориентированную структуру имеет, в частности, холоднокатаная сталь марок Э3..., свойства которой гораздо выше, чем у нетекстурованных сталей (§ 3.1) и которая сейчас находит преимущественное применение для т. м. м. Появление этой стали и дало толчок к развитию ЛС. Особенно значительны преимущества по магнитным свойствам у замкнутых ЛС, эти свойства мало отличаются от свойств материала. У разрезных же сердечников они сильно ухудшаются в процессе изготовления (§ 3.1, 14.3, табл. 14.3).

Замкнутые ЛС легко получить путем навивки ленты на металлические оправки требуемых размеров. Тороидальные сердечники навиваются на круглую оправку, остальные — на прямоугольную. Броневой сердечник получается путем сдваивания одинаковых стержневых. Для получения трехфазного сердечника сдвоенные стержневые сердечники

дополнительно охватываются по наружному контуру ленточным ярмом той же ширины, что и стержень стержневого сердечника (рис. 2.2). Использование замкнутых сердечников, однако, затруднительно из-за необходимости вматывать в них катушки. Практически из замкнутых распространены ОЛ-сердечники для ТТ.

Вследствие нетехнологичности замкнутых ЛС появились *разъемные сердечники*. Их получают путем резки навитых замкнутых сердечников на две половины. Возможно и непосредственное изготовление каждой половинки (полусердечника) — см. § 4.2. Половинки сердечников иногда называют *С*-образными или *V*-образными сердечниками. Разъемный сердечник позволяет наматывать катушки т. м. м отдельно и вставлять затем в них заготовленные полусердечники. Естественно, что при этом в магнитную цепь вводится неизбежный воздушный зазор, величина которого на сторону составляет 5—40 *мк* (по мере роста размеров). В США нормирован зазор 25 *мк*.

В современной технике широко применяются замкнутые тороидальные ЛС и разрезные всех других типов — ШЛ, ПЛ, ТЛ. Подробно размеры отечественных ЛС и их ряды рассмотрены в § 6.3 и приведены в табл. П14.1—П14.8.

Монолитность и прочность ЛС обеспечивают при помощи лаков и эмалей (гл. 4). Стяжка полусердечников разрезных ЛС в единую конструкцию делается при сборке т. м. м. (см. ниже).

Существуют и *специальные конструкции ЛС*. Желобчатые сердечники, изготовленные из гофрированной ленты, имеют относительно большую поверхность охлаждения и механическую прочность. Для улучшения магнитных характеристик разрезных ЛС рез делают косым или фигурным. Такие ЛС английской фирмы Telmag показаны на рис. 2.8. Там же представлены ЛС со ступенчатым сечением и симметричный трехфазный ЛС для больших трансформаторов (той же фирмы). Известны и другие модификации, например с соединением полусердечников «в замок» (рис. 4.4). При изготовлении между лентами сердечника можно заложить пластины, выступающие наружу для улучшения теплоотвода. Все эти конструкции в отечественной технике широкого применения не получили. Сейчас в одном из институтов изучается целесообразность использования ЛС с уширенным ярмом. У сердечника режутся не продольные, а поперечные ярма.

Прессованные сердечники прессуются из порошковых материалов, в частности ферритов. Можно получить либо сердечники целиком, либо их половинки. Применяемые

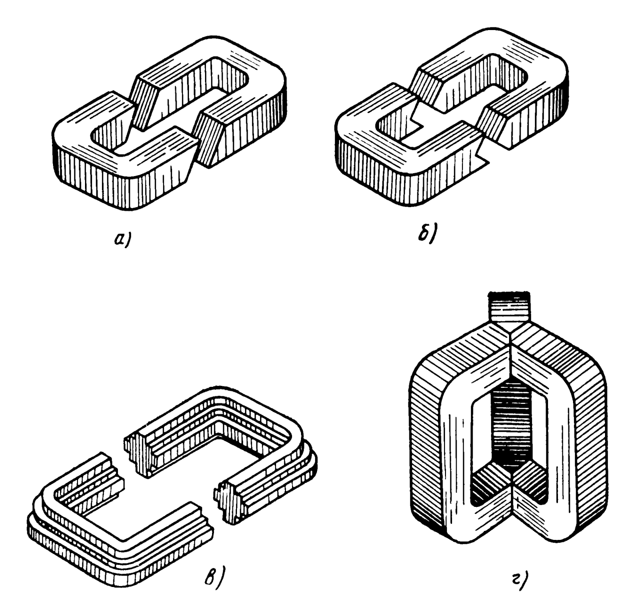


Рис. 2.8. Разъемные ленточные сердечники специальной формы: *а* — со скошенным резом, *б* — с фигурным резом, *в* — со ступенчатым сечением, *г* — трехфазный стыкуемый симметричный сердечник.

в СССР прессованные сердечники различных типов рассмотрены в § 6.4, их размеры и ряды приведены в табл. П6.4—П6.6.

Для миниатюрных т. м. м. разработана челночная конструкция сердечника из сплошного магнитного цилиндра (с принятием мер против развития вихревых токов).

2.3. Обмотки

Проводники. Наиболее распространены у т. м. м. медные круглые эмальпровода, поставляемые с готовой витковой изоляцией. При больших сечениях применяют и провода прямоугольного сечения. При повышенной и высокой частоте обращаются к расщепленным (многожильным) проводам

типа литцендрат, а при особо больших токах, даже при нормальной частоте — к тонкой медной ленте. Ведутся работы по применению медной фольги.

Большой интерес проявляется к алюминию, как материалу менее дефицитному и весьма перспективному. Уже выпускаются силовые т. м. м. массового применения (для телевизоров) с обмотками из алюминиевой фольги. При использовании ленты и фольги витковая изоляция наносится либо заблаговременно, либо при намотке катушек (гл. 4).

Вопрос о роли проводникового материала и его формы рассмотрен в § 11.12, 14.3, выбор марки провода — в § 3.2.

Конструкции отдельных обмоток. Существуют два принципиально различных способа выполнения обмоток

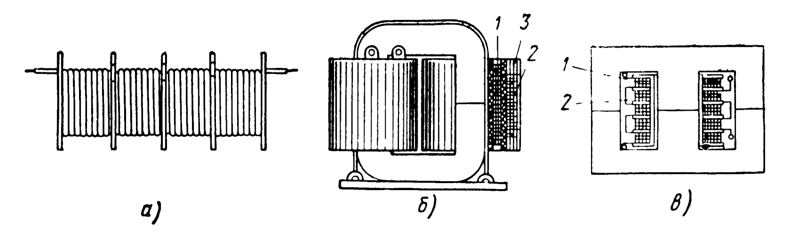


Рис. 2.9. Виды обмоток т. м. м. по способу выполнения и взаиморасположению:

а — цельная секционированная, *б* — концентрические, *в* — чередующиеся; *1* — первичная обмотка, *2* — вторичная обмотка, *3* — изоляционный буртик.

т. м. м. Наиболее распространена цельная многослойная обмотка, располагаемая вдоль всей или части длины стержня, отведенной для обмотки. Разновидностью цельной является секционированная обмотка, разбиваемая на ряд секций (рис. 2.9). Каждая секция занимает часть длины стержня, но все вместе они составляют единое конструктивное целое. Секционирование применяется обычно для высоковольтных обмоток.

Второй способ, практически разработанный и внедренный в СССР под руководством А. Л. Харинского и Р. А. Лашевского,— выполнение обмотки в виде совокупности отдельных элементов, галет, каждая из которых представляет законченную конструктивную деталь. Галеты нанизываются на стержень сердечника одна за другой и соединяются между собой электрически тем или иным образом. Отдельные галеты изготовляют независимо одну от другой. Подоб-

ные обмотки и т. м. м. с такими обмотками получили название галетных. Галеты унифицируются, но дают различные комбинации токов и напряжения путем их последовательно-параллельного включения (§ 14.8). Галеты можно делать и из фольги, что весьма перспективно. Галетный т. м. м.

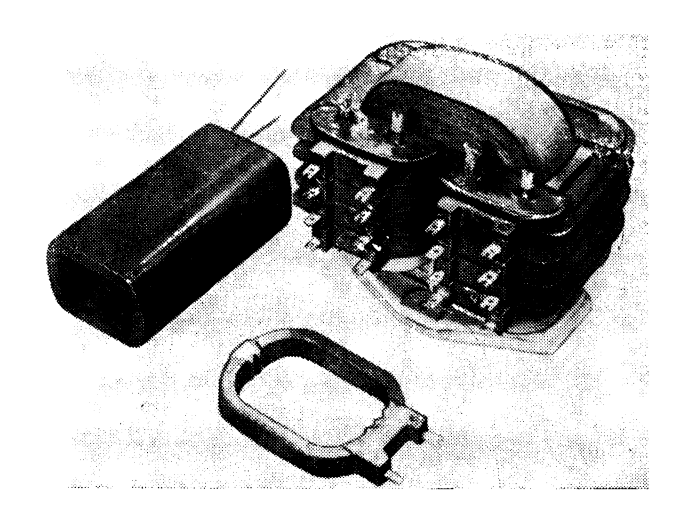


Рис. 2.10. Галетный т. м. м., его первичная обмотка и галета вторичной.

с первичной цельной обмоткой и вторичной галетной показан на рис. 2.10 вместе с отдельной галетой

Взаимное расположение обмоток. Применяют концентрические обмотки, располагаемые одна внутри другой, и чередующиеся, разбиваемые таким образом, что части разных обмоток следуют вдоль стержня одна за другой, непрерывно чередуясь (рис. 2.11). Чередующиеся обмотки сложнее, но обладают меньшим рассеянием. Поэтому их применяют в специальных случаях и редко для силовых т. м. м., у которых рассеяние обычно не играет существенной роли (§ 8.3).

Для силовых т. м. м. возможны и такие варианты обмоток, которые недопустимы для мощных трансформаторов из-за увеличенного рассеяния. Первый из них — это разделенные обмотки. Они располагаются рядом вдоль сердечника, но не чередуются (рис. 2.11). Такое расположение

удобно для высоковольтных т. м. м. при большом числе обмоток. Второй вариант применяется при двух и более вторичных обмотках. Каждая обмотка располагается концентрически по отношению к первичной, но занимает лишь

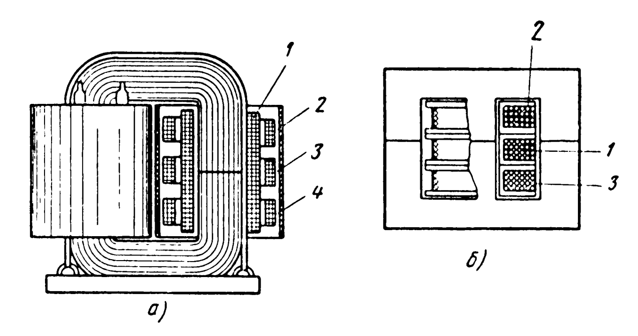


Рис. 2.11. Разновидности обмоток т. м. м. по их взаиморасположению:

а — неполноконцентрические обмотки; *б* — разделенные обмотки; *1* — первичная обмотка, *2*, *3*, *4* — вторичные обмотки.

часть ее длины и расположена рядом с другой вторичной (рис. 2.11). Подобные обмотки назовем неполноконцентрическими.

Взаимное расположение обмоток определяют при проектировании расчетчик и конструктор в зависимости от требований по рассеянию и с учетом удобства их конструктивного размещения и изолирования.

2.4. Изоляция катушек

Изоляция делится на витковую, корпусную, слоевую, межобмоточную. О первой сказано выше, в § 2.3. Рассмотрим остальные виды изоляции.

Низковольтные т. м. м. *Корпусная изоляция* делается в двух основных видах: при помощи каркасов либо гильз. Соответственно катушки и т. м. м. в целом называют каркасными или бескаркасными. Каркас (гильза) одновременно используется как конструктивная основа катушки, на которую наматываются обмотки. Как правило, каркасная конструкция дает более высокую надежность, облегченную намотку, но каркас сложнее гильзы. В выборе той или другой конструкции большую роль играют вопросы технологии

(§ 4.5). В целом, кроме небольших катушек с малым числом витков, предпочтение надо отдать каркасной конструкции, хотя унифицированные силовые т. м. м. выпускаются пока бескаркасными (см. рис. 2.25). Применяемая терминология

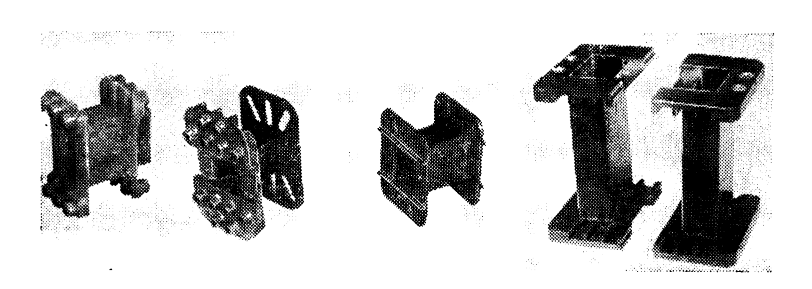


Рис. 2.12. Литые и прессованные каркасы для катушек т. м. м.

условна, поскольку и гильза является, конечно, своего рода каркасом.

Гильзу и каркасы делают из электротехнического картона толщиной 0,3—2 *мм*, гетинакса, изоляционных прессованных бумаг. В последние годы для т. м. м. спецназначения все чаще применяют литые или прессованные гильзы и каркасы (рис. 2.12). Они прочнее механически и электрически, толщина стенок у них меньше. Для т. м. м. наименьшей стоимости массового выпуска выбраны все же сборные каркасы из картона, щеки которых соединяют со стаканом при помощи замков (щели по углам перекрывают до намотки бумагой).

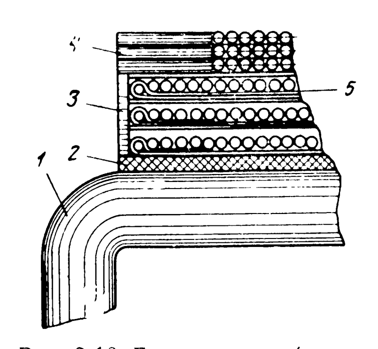


Рис. 2.13. Бескаркасная (гильзовая) катушка т. м. м.:

1 — сердечник, *2* — изоляционная гильза, *3* — изоляционный буртик (от ярма), *4* — то же (межобмоточный), *5* — слоевая изоляция.

Для изоляции обмоток по торцам друг от друга каждую последующую обмотку укорачивают, заполняя оставшееся место изоляционным буртиком из бумаги. У гильзовых обмоток буртик нужен и для изоляции первичной обмотки от сердечника. Гильзовая катушка дана на рис. 2.13. Часть буртиков можно исключить

или уменьшить, заделав торцы изоляционными пастами (весьма нетехнологичная операция). Пасты дают и герметизацию торцов.

У галетных т. м. м. изоляция между первичной обмоткой и галетами вторичных, а также между отдельными галетами осуществляется слоем лака или компаунда.

У ТТ каркас оказывается ложем для сердечника (см. рис. 2.15). Однако у низковольтных силовых ТТ можно обойтись без каркаса. Наши опыты показали, что достаточно пропитать сердечник и наложить тканевую или другую изоляцию, чтобы обеспечить и электрическую прочность и сохранность магнитных характеристик сердечников после наложения обмоток даже в случае применения чувствительных сплавов (см. гл. 4). Это позволяет уменьшить длину витка обмотки и поэтому эффективно. Сейчас подобная безгильзовая конструкция исследуется и для других типов т. м. м. с ЛС. В этом случае у сердечника режутся не продольные, а поперечные ярма, а подшлифованный (обуженный) стержень при намотке катушки выполняет роль каркаса. Стержень изолируется лавсановой пленкой в несколько слоев. В принципе от безгильзовых т. м. м. можно ожидать уменьшения объема, особенно при малых размерах, но перспективы их практической реализации пока не ясны.

Слоевую изоляцию прокладывают при намотке либо через каждый слой, либо через несколько слоев (§ 6.6). В качестве изоляции используют материалы толщиной в сотые доли миллиметра — бумаги, тканевые материалы, синтетические пленки (лавсан, фторопласт). Выбор материала определяется рабочей температурой, условиями пропитки, требуемой надежностью (§ 3.3), его толщина — диаметрами проводов (§ 6.6, рис. 6.3). Например, у унифицированных т. м. м. типов ТПП и ТНВС (§ 14.8) в качестве изоляции использовано три слоя лавсана. У краев слоя изоляцию иногда подворачивают, чтобы не произошло западания витков из слоя в слой (рис. 2.13). С той же целью применяют подклейку витков провода. При намотке на каркас каждый слой укладывают вдоль всего каркаса, при бескаркасной каждый верхний слой делают обычно несколько короче низлежащего, причем во избежание сползания витков намотанные слои скрепляют нитками. У галетных обмоток слоевой изоляции нет. В этом случае, как и при намотке обмоток лентой или фольгой, понятия витковой и слоевой изоляции совпадают.

Межобмоточная изоляция принципиально выполняется так же, как слоевая, но укладывается обычно в несколько слоев, число которых зависит от испытательного напряжения между обмотками (§ 6.6, табл. 6.1).

Наружная изоляция служит для защиты т. м. м. от механических и других воздействий внешней среды, в частности от повышенной влажности. Наиболее радикальное

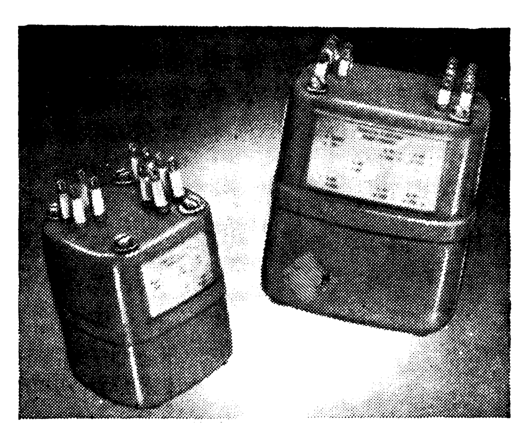


Рис. 2.14. Герметизированные т. м. м. в металлическом кожухе.

решение этой проблемы — герметизация т. м. м. в кожухе (рис. 2.14). В последние годы применяют также заливку катушек термореактивным компаундом (подробно об этом см. ниже). И то и другое значительно увеличивает габариты и вес т. м. м., поэтому нужны другие пути.

Сейчас применяют обволакивание трансформатора относительно тонким слоем (1—3 *мм*) термореактивного (эпоксидного) компаунда, осуществляемое методом напыления в псевдоожиженном слое или тиксотропным методом. Увеличение веса т. м. м. составляет при этом 15—30% против 100% при заливке. Преимущества и недостатки одного и другого метода пока дискутируются. При пониженных требованиях специальное покрытие не требуется, достаточно наложение наружной бумажной изоляции (§ 6.6) с окраской затем трансформатора покровной эмалью.

Пропитка катушек лаками (компаундами) преследует цель заполнить все поры вытеснить из катушек воздух и тем повысить влагостойкость, а также теплопроводность

катушек. Пропитка также цементирует катушки, в ряде случаев повышает класс нагревостойкости изоляции. При пониженных требованиях пропитка, как и наружное покрытие, могут отсутствовать. Тогда в катушке не должны применяться волокнистые материалы.

Высоковольтные т. м. м. Надежная изоляция катушек высоковольтных т. м. м.— очень сложная задача. При напряжении до 3—5 *кв* еще могут применяться сухие воздушные т. м. м., высоковольтные обмотки которых, как правило, секционированы. Но при больших напряжениях требуются уже специальные конструкции. Долгое время эта задача решалась с помощью трансформаторного масла или термопластичных (например, битумных) компаундов.

Конструкция *масленого т. м. м.* повторяет в миниатюре мощный трансформатор. Масленым трансформаторам присущи серьезные недостатки — большие габариты, пожароопасность, низкая теплостойкость, трудность надежной герметизации и контроля качества масла в условиях работы специальной аппаратуры, как следствие — недостаточная надежность. Много недостатков и у трансформаторов, бачки которых заполнены пластичными компаундами.

Радикальное улучшение произошло в последнее время, когда на смену масленым пришли *сухие трансформаторы с изоляцией термореактивными компаундами*, затвердевающими необратимо. Эти компаунды делаются на основе термореактивных смол. Выдающимися электроизоляционными, влагозащитными и механическими свойствами обладают эпоксидные смолы. Высокие свойства и у полиэфирных и некоторых других компаундов. Переход к таким конструкциям дает — помимо прочих преимуществ — выигрыш по весу от 20—50% до нескольких раз, а также снижение трудоемкости изготовления в 1,5—3 раза.

В отечественной технике за последние годы достигнут большой прогресс в освоении подобных «залитых т. м. м.» (условный термин ради сокращения). Эти трансформаторы прочно заняли ведущее место среди высоковольтных конструкций, широко внедрены в различных областях, особенно в аппаратуру специального назначения. Однако ряд проблем не решен и сегодня, в основном в конструкторско-технологической части. Производство залитых т. м. м. требует специального оборудования, высокой культуры, тщательного соблюдения технологии. Эти требования не всегда выполняются.

К сожалению, до сих пор недостаточно стабильны исходные смолы, не до конца решены вопросы механической прочности и морозостойкости залитых конструкций, особенно больших размеров. Все это не позволяет всегда и до конца реализовать потенциальные возможности, заложенные в залитых конструкциях, и приводит к определенным трудностям, известному браку в производстве, а порой и к преждевременным отказам трансформаторов. Для совершенствования этих конструкций требуется дальнейшая творческая и организационная работа. С другой стороны, на первом этапе, видимо, не обошлось без некоторой переоценки залитых т. м. м., и необходимо более спокойно определять необходимость и целесообразность их применения в сравнении с сухими т. м. м. или специальными конструкциями, описанными в § 2.8. Тем не менее эффективность и перспективность т. м. м. с литой изоляцией очевидна.

Рассмотрим конструктивное исполнение выскоковольтных катушек, предназначенных для заливки. Возможные здесь варианты весьма разнообразны. Как *слоевая и межобмоточная*, так и *корпусная* изоляция в принципе могут выполняться либо при помощи изоляционных бумаг и стеклоткани, либо при помощи твердых прокладок из различных изоляционных материалов и создания при заливке изолирующего слоя заливочного компаунда. Толщина слоя зависит от напряжения и других факторов (§. 3.5), нс свыше 8—10 *мм* не берется. Возможна и комбинация обоих способов.

Надо учитывать, что не все твердые материалы с равным успехом сочетаются с заливочными компаундами. Коэффициенты линейного расширения этих материалов и компаундов не должны отличаться очень сильно во избежание трещин в конструкции. Здесь важны также выбор конфигурации прокладок, применение амортизирующих прослоек, отсутствие в конструкции катушек острых углов. Радиусы закругления должны составлять не менее 1,5—3 *мм* (см. также работу [188]). Из различных типов менее подвержен растрескиванию залитый ТТ.

Если в конструкции используются бумаги или стеклоткань, катушка до или во время заливки подвергается вакуумной пропитке также термореактивным компаундом. Из бумаг наилучшей пропиточной способностью обладают микалентная, пропиточная и крепированная, и их применение предпочтительно, несмотря на невысокую механиче-

скую прочность. Хорошо пропитывается также стеклоткань.

Для твердых прокладок используют термопластичные и термореактивные пластмассы, теплостойкое органическое стекло, в отдельных случаях высококачественный гетинакс. Прокладки отливают также предварительно в формах из того же компаунда, что предусмотрен для заливки. Последний способ является наилучшим. Практически наиболее удобно корпусную и межобмоточную изоляцию создавать слоем компаунда, а слоевую — бумагой (стеклотканью). Однако при очень больших напряжениях между слоями (несколько киловольт) иногда приходится и слоевую изоляцию обеспечивать слоем компаунда.

При конструировании высоковольтных трансформаторов на замкнутых ленточных сердечниках приходится предусматривать каркас, предохраняющий сердечник от воздействия заливочной массы. Каркас изготовляют из тех же материалов, что и твердые прокладки. Электрическую прочность его стенок рассчитывают на напряжение внутреннего слоя обмотки, а в случае секционированной внутренней обмотки — на ее полное напряжение. Амортизация сердечника в каркасах обеспечивается специальным компаундом, прокладками или бандажированием.

При нескольких вторичных обмотках и отсутствии жестких требований по рассеянию удобны, особенно для высокопотенциальных т. м. м., неполноконцентрические или разделенные обмотки (рис. 2.11).

Различные конструкции высоковольтных катушек, предназначенных для заливки термореактивным компаундом, и их элементов показаны на рис. 2.15—2.19. Своеобразная конструкция накального т. м. м., совмещенного с арматурой высоковольтного лампового вентиля, создана под руководством Л. Д. Гинзбурга [80].

Высоковольтные т. м. м. с термореактивной изоляцией разработаны на напряжения вплоть до 20—30 *кв*, высокопотенциальные — на еще большие.

В трансформаторах при напряжении в несколько киловольт возможно возникновение *короны* (ионизация воздушных включений внутри катушки или промежутков между изоляцией и заземленными близрасположенными элементами, в частности сердечником). Корона постепенно разрушает изоляцию, уменьшает срок службы т. м. м. Коронирование усиливается с повышением частоты питания, пони-

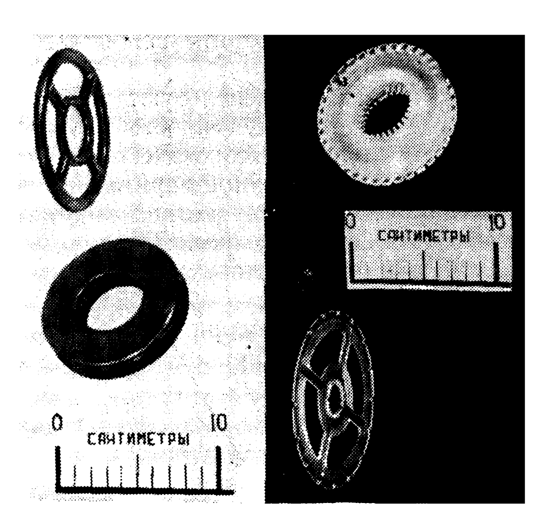


Рис. 2.15. Каркасы для сердечников и межслоевые прокладки для высоковольтных залитых тороидальных трансформаторов.

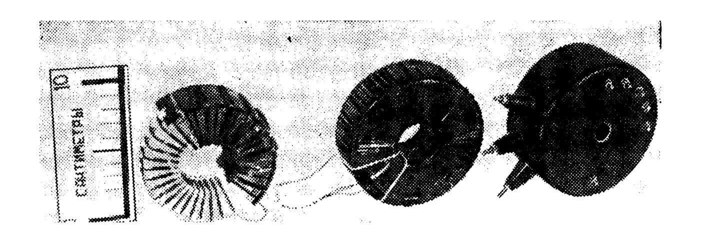


Рис. 2.16. Высоковольтный залитый тороидальный трансформатор в процессе изготовления. Первичная обмотка секционирована, слоевая изоляция отсутствует. Фиксация межобмоточного расстояния прессованной прокладкой.

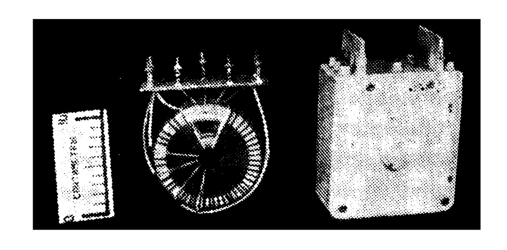


Рис. 2.17. Высоковольтный тороидальный трансформатор. Фиксация расстояний между слоями и между обмотками литыми кольцами Г-образной формы сечения.

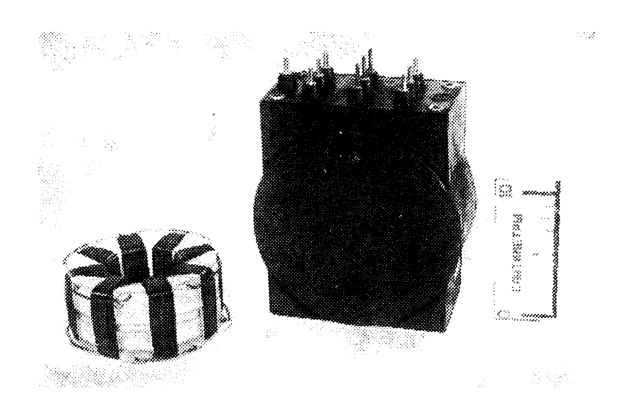


Рис. 2.18. Высоковольтный залитый тороидальный трансформатор с секционированной первичной обмоткой. Слоевая и межобмоточная изоляция бумагой.

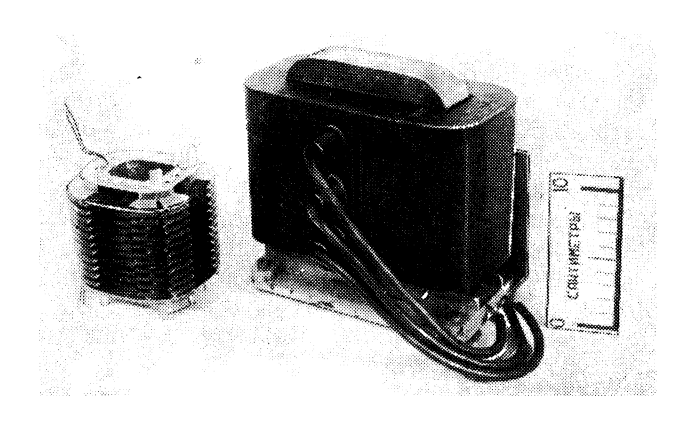


Рис. 2.19. Высоковольтный залитый стержневой трансформатор с секционированной обмоткой на специальном каркасе. Слоевая изоляция отсутствует.

жением давления. Для борьбы с наружным коронированием поверхность залитых катушек покрывают тонким полупроводящим или проводящим слоем, который заземляют. Это способствует выравниванию электрического поля в зазорах. Слой имеет разрыв. Вместо покрытий применяют сеточные экраны, заливаемые вместе с катушкой.

Внутреннюю ионизацию в катушках (разряды) можно ослабить лишь правильным конструированием и строгим выполнением необходимых технологических требований, в частности тщательнейшей пропиткой. При длительном развитии внутренней ионизации в залитых катушках, а также при аварийных режимах возможно разложение компаунда, сопровождающееся иногда опасными разрывами катушек. Для ослабления силы разрыва целесообразно применять эластичные компаунды, создавать по поверхности заливаемой катушки барьер из металлической сетки или пропитанной компаундом стеклоткани.

Сейчас для контроля и разбраковки готовых образцов по степени ионизации разработана специальная аппаратура, фиксирующая интенсивность частичных разрядов. За рубежом применяют контроль без подачи напряжения — разряды в воздушных включениях инициируются γ-облучением.

2.5. *Выводы катушек*

Соединение обмотки с собственно выводом осуществляют либо тем же проводом, которым намотана катушка, либо специальным припаиваемым проводом. Эти выводные концы заключают в изоляционные трубки. Сами выводы у низковольтных трансформаторов делают обычно в виде штампованных лепестков. Лепестки заделывают путем бандажирования под наружную изоляцию катушек (см. рис. 2.39, *б*), либо развальцовывают или армируют в специальных гнездах каркасов, плат или картонной расшивки (рис. 2.25, 2.35). У больших т. м. м. для выводов используют специальные изоляторы (рис. 2.24).

Особую сложность представляет проблема выводов у *высоковольтных трансформаторов.* Расстояния между открытыми выводами и между выводом и корпусом необходимо выбирать из расчета не менее 2 *мм* на киловольт испытательного напряжения по воздуху и 3 *мм* на киловольт — по поверхности, конкретные значения зависят от степени неравномерности электрического поля. У трансформаторов с жидкой изоляцией выводы выполняются обычно фарфоровыми изоляторами. Их герметизация обеспечивается или пайкой в крышке, или уплотнениями. У залитых т. м. м. выводы можно делать высоковольтными гибкими проводами, непосредственно «влитыми» в изоляцию катушек (рис. 2.19),

обеспечивая адгезию провода к компаунду. Применяют также и металлические выводы (штыри), оформляемые в виде изоляторов из того же компаунда (рис. 2.16, 2.18). При высоких напряжениях изоляторы приходится сделать весьма протяженными. Выводы в виде гибких проводов позволяют уменьшить габариты т. м. м., однако не всегда удается подобрать провод нужного качества. Сейчас разработан ряд новых проводов.

2.6. Конструктивные элементы

Сочленение сердечника и катушек. У ТТ катушки наматывают на готовый сердечник. Для других типов так делается только при замкнутых ЛС. При ШС и разрезных ЛС сочленение сердечника и катушек осуществляется шихтовкой пластин в готовые катушки или прямо введением в них готовых полусердечников, как показано на рис. 2.20. Среди т. м. м. с ЛС изредка применяют конструкцию ШЛ-сердечников с одним резом (рис. 2.21). В процессе надевания катушки боковые ярма отводятся в сторону. Такая конструкция более монолитна, но сборка трансформатора затруднена, а для СТ и ЗТ невозможна. Напомним также безгильзовую намотку на стержень ЛС.

В случае замкнутых ЛС интересен способ намотки методом вращающейся катушки, осуществленный в СССР под руководством Е. И. Кисселя. Стержень трансформатора (квадратного сечения) охватывается с разных сторон двумя половинами каркаса. Половинки соединяются в замок, склеиваются или свариваются по линии стыка половинок. При помощи фрикционного зацепления приводного валика намоточного устройства и щеки каркаса последний приводят во вращение вокруг стержня. Для улучшения сцепления щеки могут иметь зубчики. При вращении каркас сматывает на себя с бабины обмоточный провод. Намотка производится весьма производительно. Трансформатор с вращающейся катушкой (ТВК) в различных стадиях изготовления изображен на рис. 2.22. Преимущество конструкции — простота изготовления сердечника и его высокое качество. Недостатки — усложнение моточных работ, трудность выполнения выводов, увеличение средней длины витка катушки из-за наличия внутренней полости между каркасом и сердечником. ТВК в последние годы нашли примене-

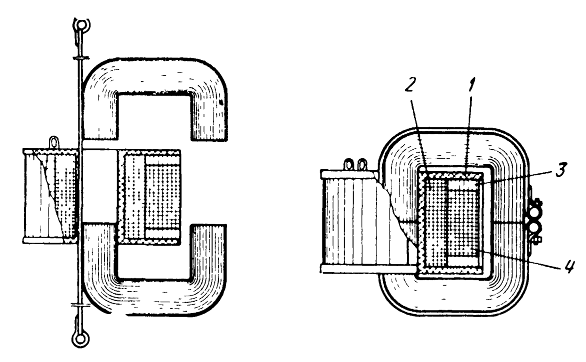


Рис. 2.20. Однокатушечный стержневой трансформатор и вставка разрезного ленточного сердечника в катушку:
1 — каркас катушки, 2 — первичная обмотка, 3 — изоляционный буртик, 4 — вторичная обмотка.

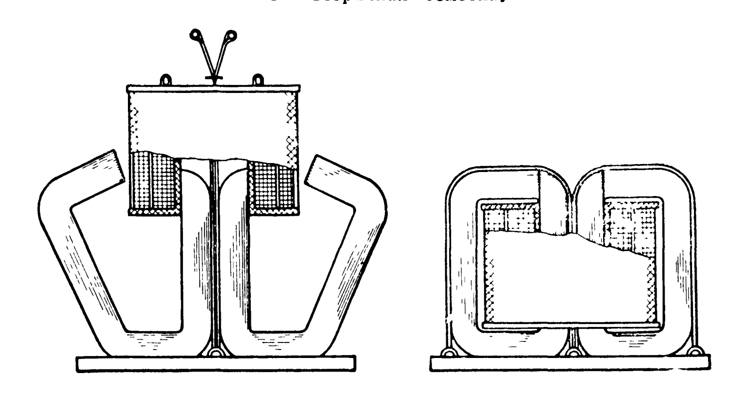


Рис. 2.21. Броневой трансформатор на ленточном сердечнике с одним резом и его сборка.

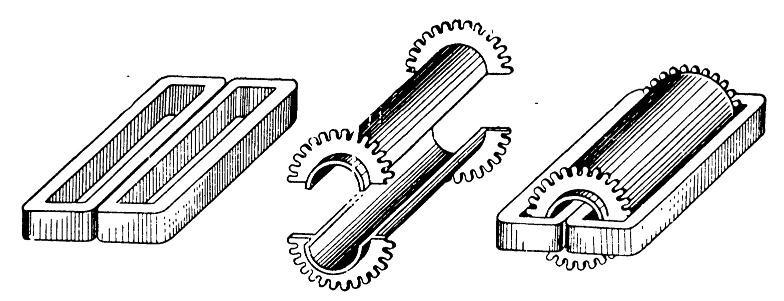


Рис. 2.22. Т. м. м. с вращающейся катушкой.

ние в феррорезонансных стабилизаторах напряжения массового выпуска, где используются в качестве насыщенного автотрансформатора. В обычных силовых т. м. м. широкого применения они не получили.

Стяжка сердечников. ШС стягиваются изолированными шпильками, пропускаемыми через отверстия пластин (рис. 2.4), либо — у малых т. м. м.— обоймами (рис. 2.23). Известны также конструкции, применяемые и в случае ЛС, когда шпильки проходят снаружи сердечника, стягивая нажимные щеки (рис. 2.24, пластины по рис. 2.5). У очень маленьких т. м. м. пластины могут склеиваться лаком.

ЛС стягиваются для придания цельности и прочности разрезным сердечникам и сведения к минимуму воздушного зазора между половинками (иначе возрастают намагничивающий ток и магнитный шум трансформатора). Стяжку сердечников подкрепляют склеиванием торцов сопрягаемых полусердечников специальным клеем с ферромагнитным порошковым наполнителем. Применяют два основных способа стяжки: металлическим бандажом (лентой), охватывающим с определенным натягом обе половинки сердечника, и прижимными планками со стяжными винтами или стяжными лентами. Часто стяжные элементы имеют специальные узлы и используются одновременно для закрепления трансформатора на шасси прибора. Но стяжка сердечников не должна совмещаться с процессом крепления.

Способы стяжки лентой показаны на рис. 2.10, 2.19, 2.20, 2.24, 2.25 и др., планками — на рис. 2.26, 2.27. Стяжка планками, а для БТ и стяжка лентой по наружному обводу позволяют избежать введения конструктивных элементов внутрь катушки, что несколько уменьшает среднюю длину витка катушки и позволяет избежать добавочных потерь на гистерезис и вихревые токи в этим элементах. Это особенно важно для т. м. м. повышенной и высокой частоты. Если в последнем случае все же используется лента, пропускаемая внутрь катушки, ее надо брать немагнитной. В остальных случаях материалом ленты служит обычная сталь СТ-10. Толщина ленты 0,3—1,0 *мм* в зависимости от веса сердечников.

Стяжка лентой по сравнению со стяжкой планками при прочих равных условиях обеспечивает обычно несколько лучшие результаты. Под стяжной лентой полезно проложить бумагу для уменьшения магнитного шума. У ЗТ для

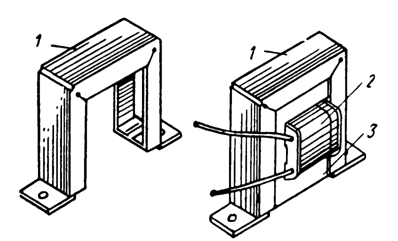
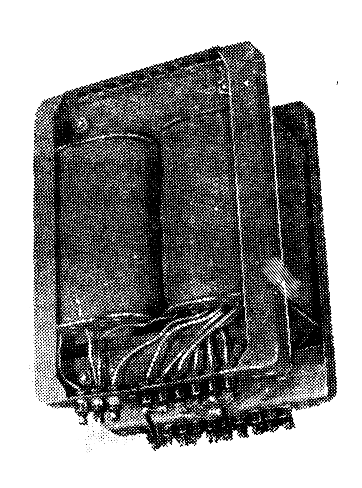


Рис. 2.23. Т. м. м. открытого исполнения с обжимной скобой:

1 — скоба, *2* — катушка, *3* — сердечник.



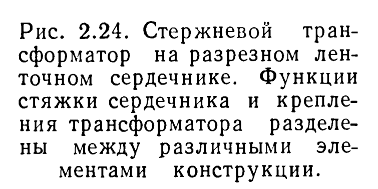


Рис. 2.24. Стержневой трансформатор на разрезном ленточном сердечнике. Функции стяжки сердечника и крепления трансформатора разделены между различными элементами конструкции.

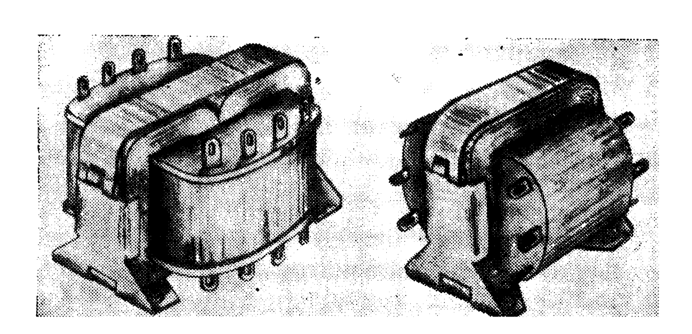
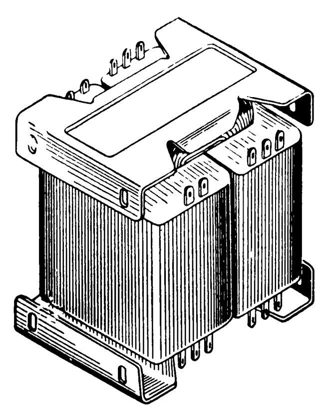
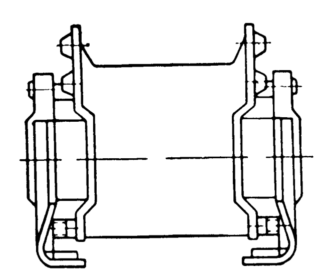


Рис. 2.25. Унифицированная конструкция броневого трансформатора наименьшего веса (для двух разных положений трансформатора). Стяжка сердечника лентой по наружному обводу.

Рис. 2.26. Унифицированная конструкция стержневого трансформатора наименьшего веса. Стяжка сердечника прижимными скобами.





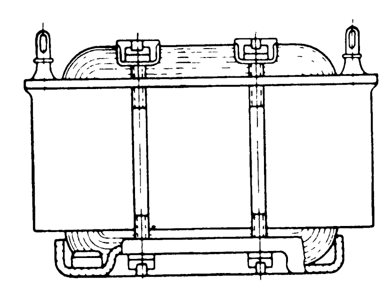


Рис. 2.27. Унифицированная конструкция трехфазного трансформатора. Стяжка сердечника наружными винтами.

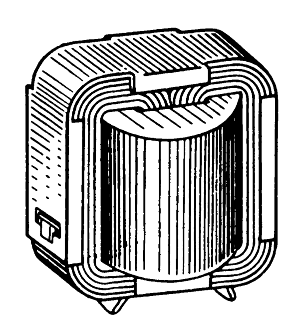


Рис. 2.28. Унифицированная конструкция малого броневого трансформатора наименьшей стоимости. Стяжка и крепление сердечника к шасси при помощи наружной обоймы.

лучшего стягивания полезно под бандаж установить вкладыши (рис. 2.27).

Крепление трансформатора. Опорой сердечника, несущего на себе катушки, является, как правило, литая, штампованная или иным образом изготовленная металлическая плата или рамка, при помощи которой весь трансформатор крепится к шасси прибора (рис. 2.10, 2.19, 2.24). Функции крепления часто выполняют одновременно элементы стяжки сердечников. Для этого стяжная скоба имеет лапки

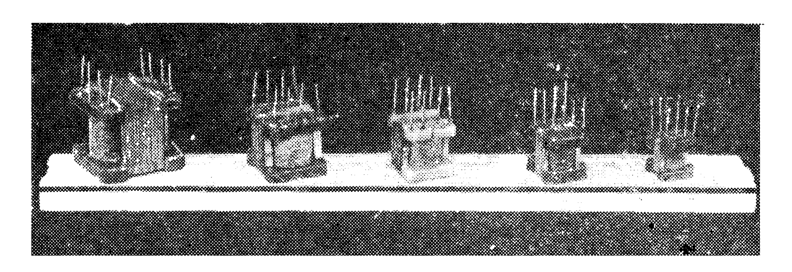


Рис. 2.29. Ряд миниатюрных трансформаторов.

(рис. 2.23, 2.25), усики (рис. 2.28), а у средних и больших т. м. м.— полку (рис. 2.25). Возможно крепление за каркас. Такая конструкция изображена на рис. 2.29.

В зарубежной технике широко распространена конструкция с раздельной стяжкой и креплением. Для крепления используются буксы нажимных стягиваемых щек. Такой т. м. м. фирмы English Electric в наглядном виде показан на рис. 2.30. Он может иметь и экран. На рисунке показана также операция стяжки сердечника.

Совершенно новые возможности крепления высоковольтных т. м. м. открылись у залитых эпоксидных конструкций. Такие т. м. м. можно крепить не за сердечник, а за катушку. В форме при заливке катушки армируются металлические буксы с резьбой, с помощью которых и крепятся трансформаторы. Этот способ обеспечивает достаточную стойкость к тяжелым механическим воздействиям. ТТ такой конструкции показан на рис. 2.17, 2.18. Крепление низковольтных ТТ осуществляется болтом через центральное отверстие, остающееся после намотки катушек (рис. 2.39), либо с помощью наружной гибкой ленты, как это видно из рис. 2.31.

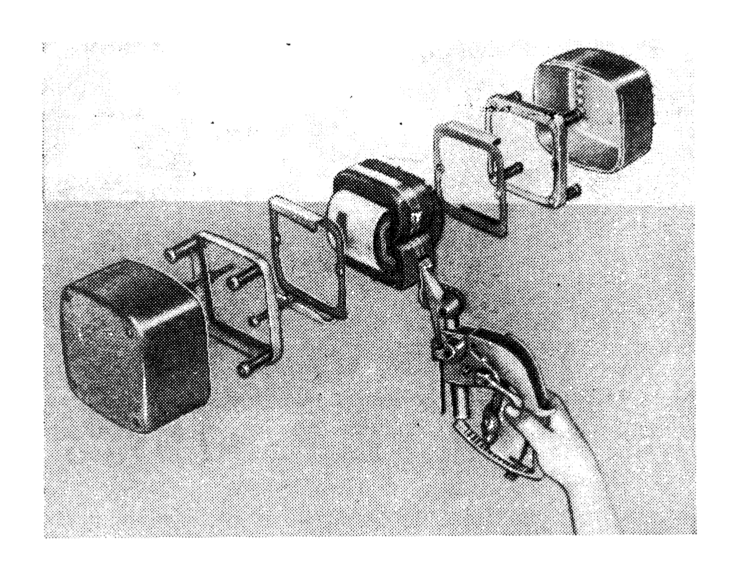


Рис. 2.30. Распространенная зарубежная конструкция броневого т. м. м. с разрезным ленточным сердечником.

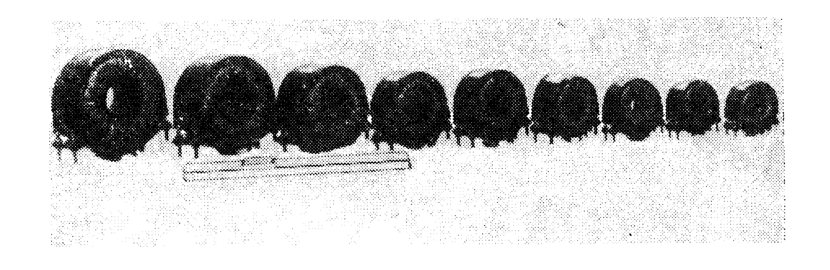
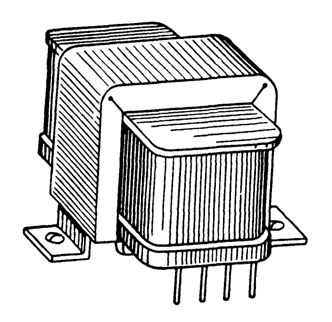


Рис. 2.31. Ряд тороидальных трансформаторов. Крепление к шасси при помощи наружной обоймы.

2.7. *Трансформатор в сборе*

Обычные конструкции. Среди т. м. м. с ШС распространены конструкции, показанные на рис. 2.32. Среди т. м. м. с ЛС характерны конструкции, принятые для унифициро-



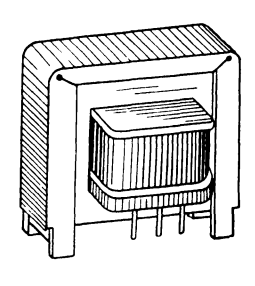


Рис. 2.32. Распространенные конструкции броневых трансформаторов с шифтованными сердечниками. Стяжка сердечников и крепление к шасси при помощи обжимных обойм.

ванных т. м. м. наименьшего веса (§ 14.8). Это низковольтные БТ по рис. 2.25, СТ по рис. 2.26 и ЗТ по рис. 2.27. Галетный т. м. м. был показан на рис. 2.10.

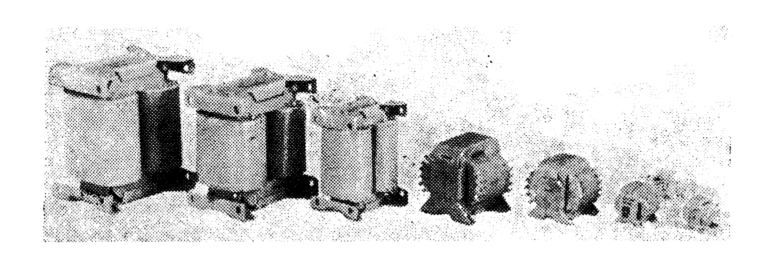


Рис. 2.33. Ряд унифицированных броневых и стержневых трансформаторов наименьшего веса.

Ряд унифицированных БТ и СТ представлен на рис. 2.33. Высоковольтные унифицированные БТ и СТ изображены на рис. 2.34, другие конструкции были помещены на рис. 2.16—2.19. Конструкция среднего т. м. м. наименьшей стоимости представлена на рис. 2.35, малого — на рис. 2.28.

На рис. 2.31 представлен ряд ТТ в одном из конструктивных вариантов, на рис. 2.30 — типичный зарубежный обра-

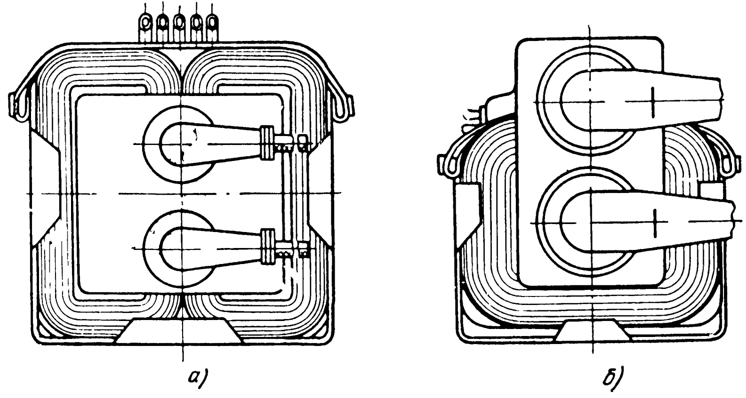


Рис. 2.34. Представители унифицированных конструкций:
а — броневой высоковольтный трансформатор, *б* — однокатушечный стержневой высокопотенциальный трансформатор.

зец. Герметизированный т. м. м. изображен на рис. 2.14. Т. м. м. с прессованными сердечниками не имеют каких-либо особых отличий в конструкции от т. м. м. с ЛС (исключая чашечные сердечники).

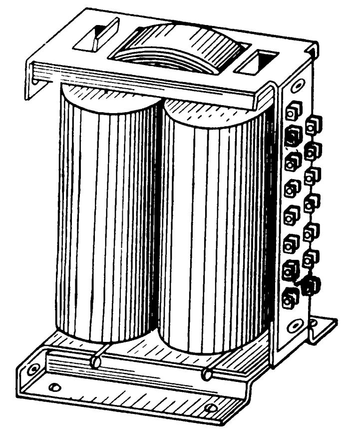


Рис. 2.35. Унифицированная конструкция стержневого трансформатора наименьшей стоимости.

За рубежом большое внимание уделяют эстетике т. м. м., предназначенных для применения в быту. Образец бытового автотрансформатора французской фирмы Transvolt показан на рис. 2.36.

В последнее время предложены так называемые трансформаторы с неполным (оптимальным) заполнением окна (ТНЗО). Они рассмотрены отдельно в гл. 12 и схематически изображены на рис. 12.1. Здесь в качестве примера покажем на рис. 2.37 СТ в варианте ТНЗО.

Специальные конструкции. Симметричный ЗТ делают на трех сердечниках ПЛ, сечения которых располагаются

по вершинам равностороннего треугольника. Соседние стержни вставляются в каркас соответствующей формы (рис. 2.38). Для такого ЗТ проще изготовить сердечник, налицо полная симметрия трех фаз, но усложняется изготовление каркасов, увеличивается средняя длина витка

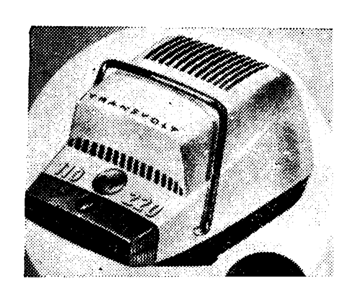


Рис. 2.36. Бытовой автотрансформатор. Зарубежный образец

Рис. 2.37. Стержневой т. м. м. с неполным заполнением окна катушками.

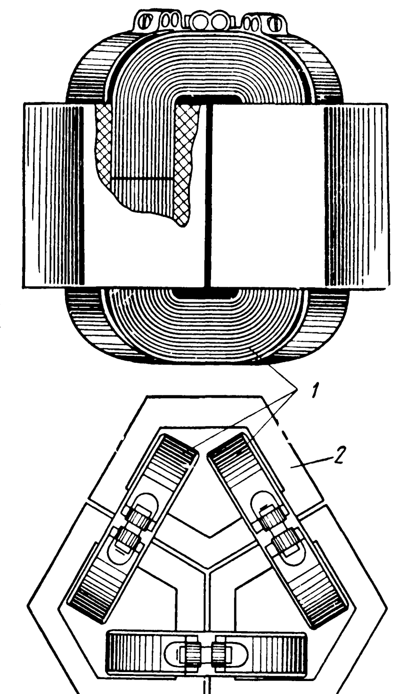


Рис. 2.38. Симметричный трехфазный трансформатор на трех разрезных ленточных сердечниках:
1 — сердечник, *2* — катушки.

катушек и при отсутствии продува ухудшается охлаждение их внутренних частей. К специальным следует отнести и конструкции с сердечниками по рис. 2.8, конструкции с малой собственной емкостью.

Для больших высоковольтных ЗТ разработана под руководством В. П. Вдовико и Д. И. Петровского своеобразная конструкция с литыми катушками, первичная и вторичная

обмотки которых разделены несколькими перемычками. Это облегчает тепловой режим и снижает вес трансформатора. Катушки соседних фаз расположены взаимообратно по направлению намотки для сохранения минимального напряжения между катушками смежных фаз по всей длине (высоте) катушек.

Конструкции с улучшенной теплоотдачей описаны в § 2.8.

О сопоставлении конструкций разных типов т. м. м. Подробное сопоставление между собой различных типов т. м. м. (БТ, СТ, ТТ, 3Т, 1СТ) по электрическим, технико-экономическим и некоторым другим показателям сделано в § 11.11 и 14.2. Здесь кратко отметим отдельные чисто конструктивные вопросы.

Простейшим по конструкции, особенно при использовании ЛС, является 1СТ, но, к сожалению, по другим показателям он, наоборот, наихудший. Применение 1СТ возможно для очень малых т. м. м. и в ряде случаев для высоковольтных т. м. м., где простота конструкции выступает на первый план. ТТ достаточно прост с точки зрения крепления, но здесь затруднено выполнение надежной слоевой и межобмоточной изоляции.

Для применения в качестве высоковольтных и высокопотенциальных любой тип т. м. м. может оказаться лучшим в зависимости от конкретных условий, но принципиально у СТ электрическое поле более равномерно, чем у БТ, что важно. У высокопотенциального ТТ из-за отсутствия открытого корпуса облегчено выполнение корпусной изоляции. Так, без принятия специальных мер удается выполнять некоронирующие залитые ТТ с потенциалом до 25 *кв* *. До потенциалов около 4—6 *кв* возможно применение БТ и 1СТ с волокнистой межобмоточной, литой корпусной изоляцией и с гибкими выводами. Анодные т. м. м. на напряжения до 25 *кв* можно делать так же, но в виде СТ. При напряжении более 15 *кв* межобмоточную изоляцию лучше делать тоже литой, а выводы — изоляторами. При напряжении свыше 25 *кв* можно переходить к жидкостной или газовой изоляции (§ 2.8).

В заключение отметим, что конструкции современных т. м. м., предназначенных для использования в специальной

* Приводимые здесь и далее напряжения ориентировочны. Они зависят от частоты, размеров, скважности, технологии изготовления и других факторов.

аппаратуре, рассчитаны на высокие требования в части механических и климатических воздействий (удары, тряска, вибрации, влажность, мороз, высотность и т. д.).

2.8. *Новые конструкции т.м.м.*

Понятие новизны конструкции весьма относительно и привязано ко времени написания книги. То, что сегодня ново, завтра уже хорошо известно. Так, еще недавно к новым относили конструкции с ЛС, теперь же это привычная и широко распространенная конструкция. Может быть, и упоминаемые ниже новые конструкции читателю при прочтении книги не будут уже казаться новыми. Развитие конструкций в основном идет по пути повышения электрической прочности и интенсификации теплоотдачи (применение новых материалов саму конструкцию обычно радикально не изменяет).

Конструкции с развитой поверхностью охлаждения. Для наиболее распространенных т. м. м. такие конструкции рассмотрены в § 7.9. Они делятся на две группы —

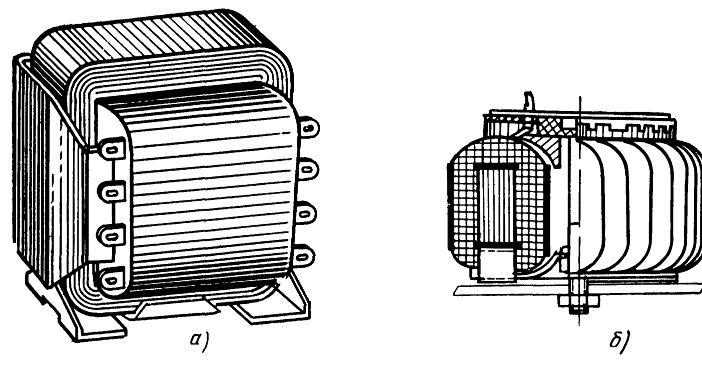


Рис. 2.39. Конструкции т. м. м. с усиленной теплоотдачей при помощи медных шин:

а — трансформатор с дополнительным теплоотводом изнутри катушки, *б* — тороидальный трансформатор с дополнительным теплоотводом от сердечника через катушку.

интенсификация теплоотдачи от катушек и от сердечника. Примеры конструкций первой группы показаны на рис. 2.10. (теплоотводящие ребра между галетами) и рис. 2.39, *а* (БТ или СТ с теплоотводящей медной шиной). Примеры

конструкций второй группы показаны на рис. 2.40 (пристроенный радиатор на сердечнике), в § 7.9 на рис. 7.16 (специальная конструкция «ребристого трансформатора»). Сочетание обоих принципов содержится в конструкциях с термобатареями, исследованной американской фирмой «Вестингауз»

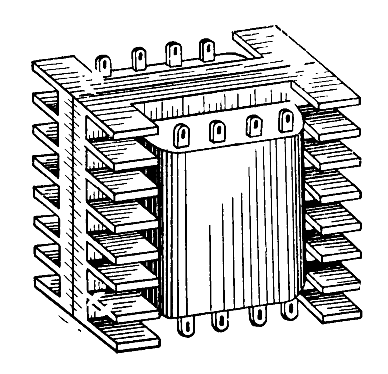


Рис. 2.40. Т. м. м. с усиленной теплоотдачей при помощи радиатора, пристроенного на сердечнике.

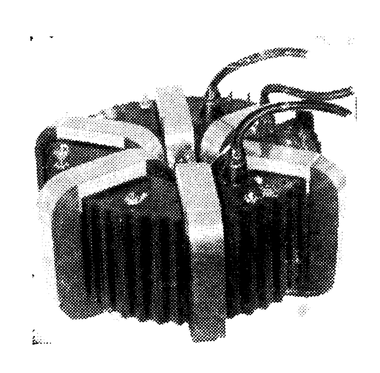


Рис. 2.41. Круговой трансформатор с радиально расположенными ленточными сердечниками, обладающий развитой поверхностью охлаждения магнитопровода.

(рис. 7.17), и в предложенной Н. М. Тищенко конструкции ТТ с теплоотводящей от сердечника через катушку медной шиной (рис. 2.39, *б*).

Ко второй группе относится оригинальная конструкция так называемого *кругового трансформатора*, разработанная |К. Г. Бираговым| и А. Я. Финкельштейном и показанная на рис. 2.41. Это БТ с кольцевой цилиндрической катушкой и радиально расположенными по ее периметру ПЛ-сердечниками (их размеры и ряд приведены в § 6.3 и гл. 16). Его достоинство — сильно развитая поверхность охлаждения сердечника, что позволяет интенсивно использовать магнитный материал даже при повышенной частоте. Этим окупается известная потеря окна катушки (снижение коэффициента заполнения сердечника k_c). По нашим исследованиям, габариты и вес такого т. м. м. при большой мощности меньше, чем в обычном исполнении. Особые преимущества эта конструкция имеет для высоковольтных залитых т. м. м. Она получила широкое применение (гл. 16).

Конструкции с новыми системами охлаждения. Это герметичные т. м. м. с охлаждением при помощи газа, простым жидкостным и жидкостным испарительным охлаждением. У высоковольтных т. м. м. газ или жидкость одновременно выполняют функции изоляции. Как показали наши исследования, вторая и особенно первая конструкции эффективны лишь для достаточно крупных т. м. м. повышенной и высокой частоты или при весьма больших напряжениях. Пример

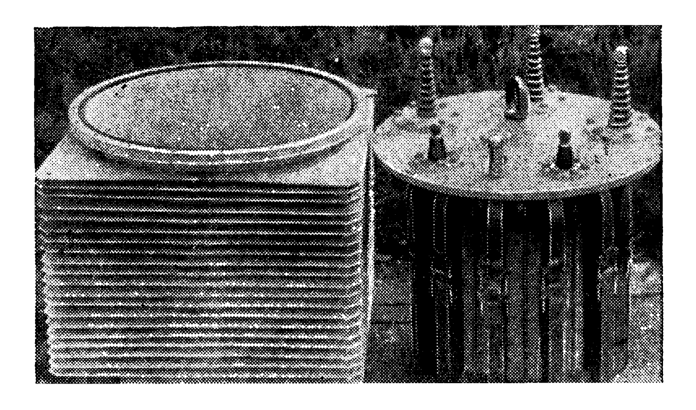


Рис. 2.42. Конструкция газонаполненного трансформатора.

разработанной конструкции газонаполненного трансфформатора показан на рис. 2.42. При обычной жидкостной конструкции, такой же как у масленых т. м. м., вместо масла применяют кремнийорганические жидкости. При работе с газом и диэлектрическими жидкостями необходимо проявлять особую осторожность ввиду их возможной вредности (см. § 7.9). Описываемые конструкции несколько подробнее рассмотрены в § 7.9. Более полные сведения можно найти в специальной литературе [230, 273].

При напряжениях до 6 *кв* применяются герметизированные т. м. м. с наполнением корпуса гранулированным порошком окиси алюминия и трансформаторы с изоляцией чистым кварцевым песком. Ввиду хорошей теплопроводности материалов такие конструкции имеют и хорошую теплоотдачу.

Другие конструкции. Среди обычных низковольтных т. м. м. к новым можно отнести исследуемые конструкции с ЛС — безгильзовую и с уширенным ярмом, кратко описан-

ные в § 2.2 и 2.4. Для применения при высокой частоте и малой мощности перспективны пьезоэлектрические т. м. м., использующие для трансформации напряжений пьезоэффект керамического стержня.

По зарубежным данным, исследуются применительно к специальным т. м. м. сверхпроводящие обмотки, погружаемые в герметичный бак, который охлаждается жидким гелием.

Глава 3

МАТЕРИАЛЫ И ПРОВОДА ДЛЯ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Здесь рассматриваем провода и электротехнические материалы — магнитные (магнитомягкие) для сердечников и электроизоляционные для катушек.

3.1. Магнитные материалы

Основные сведения. Магнитные материалы применяют в виде листов или лент различной толщины — от 0,02 до 0,5 *мм* — в зависимости от частоты и назначения трансформатора (для высокочастотных т. м. м. еще в виде прессованных сердечников). Для силовых т. м. м. чаще используются электротехнические стали: листовые — горячекатаная марок Э41—Э44 (собирательно Э4...) и холоднокатаная марок Э310—Э360 (собирательно Э3...) по ГОСТ 802—58— и рулонная — холоднокатаная тех же марок Э3... по ГОСТ 9925—61. Для согласующих, импульсных (а при повышенной частоте иногда и для силовых т. м. м.) применяют также различные железоникелевые сплавы * по ГОСТ 10160—62 и прессованные сердечники.

Для этих т. м. м. важны такие характеристики материала, как магнитная проницаемость μ (в частности, начальная $\mu_н$), ее стабильность в диапазоне частот, а также удельные потери в нем p'. Желательна и возможность реализовать высокую магнитную индукцию B. Для силовых т. м. м. решающее значение имеют две последние характеристики. Удельные потери (на единицу веса) характеризуются величиной p'_i, взятой при некоторой фиксированной индукции B_i и данной частоте. Условия намагничивания характеризуются напряженностью магнитного поля $H = H_i$ (в действующих значениях), взятой при тех же условиях.

* Их иногда называют также пермаллоями.

Подчеркиваем, что между величиной H, определяемой *на переменном токе*, и обычной величиной напряженности $H_=$, снятой *на постоянном токе* баллистическим методом, существует очень большая разница ($H_= > H$), возрастающая с ростом индукции. Длительное время в ГОСТ и ТУ на стали приводились только значения $H_=$, для практического же использования при проектировании т. м. м. прежде всего необходимы значения H (см. § 5.2, 14.7). Теперь этот недостаток частично устранен и для рулонной стали марок Э3... изготовитель гарантирует уже и значения H (ТУМП 292—61). Ранее [26] мы приводили эти величины по своим данным.

Величину H легко связать с удельной намагничивающей мощностью материала p_0, *ва/кг*, также используемой в расчетах: *

$$p_0 = 4{,}44 f \frac{HB}{\gamma_c} 10^{-1}, \tag{3.1}$$

где γ_c — удельный вес материала, *г/см*³.

В соответствии с принятой теперь системой единиц СИ используем следующие единицы для магнитных характеристик: индукции B — *тл* (тесла), удельных потерь p' — *вт/кг*, напряженности H — *а/см*, проницаемости μ — о. е. (относительные единицы). Широко распространенную в практике единицу индукции гаусс (*гс*) легко пересчитать в единицу тесла по соотношениям 1 *тл* = 10^4 *гс*, 1 *гс* = 10^{-4} *тл*.

Общие свойства. Чем лучше материал, тем выше у него индукция насыщения B'_s, а при данных f и B_i меньше величины p'_i и H_i и больше μ. Тем обычно он и дороже. Все эти величины определяются сортом материала, его толщиной, значениями f и B_i. При прочих равных данных у железоникелевых сплавов величины μ значительно выше, а p' и H ниже, чем у сталей. То же у сталей Э3... по сравнению с Э4..., у сталей Э3... выше и индукция B'. Среди сплавов

* Здесь и далее мы пользуемся понятиями веса и удельного веса (а не массы), применяя в качестве единицы измерения для веса килограмм, грамм (*кг*, *г*), а не ньютон, как принято в системе СИ. Это сделано ради удобства ввиду широкого распространения такого подхода в технике и повседневной жизни. В частности, приходится учитывать, что все ГОСТы и нормали с исходными данными материалов, сердечников и т. д. используют указанные единицы измерений. Отказ от них в данной книге привел бы к лишним осложнениям. По тем же причинам использованы обозначения ***кг***, ***г***, а не ***кГ***, ***Г***.

у большинства величина B'_s в 2—3 раза ниже, чем у сталей, у отдельных из них (50Н, 33НКМС) приближается к сталям, а у кобальтового сплава 50КФА даже несколько выше. Все сплавы намного дороже сталей. Сталь Э3... в рулонах (лентах) дороже, чем Э4..., а в листах даже несколько дешевле.

По совокупности свойств сейчас шире всего для т. м. м. (особенно силовых) применяют холоднокатаную текстурованную сталь Э3... (прежнее название ХВП). Она все энергичнее вытесняет горячекатаную сталь Э4... Размеры листов обычные, а стандартные ширины поставляемой ленты приведены в табл. П3.1. Размеры лент железоникелевых сплавов укладываются в те же ряды. В табл. П3.2 даны и цены материалов.

Магнитные свойства. Т. м. м. применяют для широкого диапазона частот. Поэтому и свойства материалов необходимо знать в этом диапазоне. Приводим магнитные свойства различных отечественных *сталей и сплавов* при частоте 50 и 400 *гц* в табл. П3.3 и 1—50 *кгц* в табл. П3.4. Таблицы составлены по материалам ГОСТ, ТУ, литературных данных [90, 106, 111] и наших исследований. Эти свойства материалов полностью реализуются лишь у прессованных сердечников (см. ниже). У сталей и сплавов они неизбежно ухудшаются в процессе изготовления сердечников (§ 4.1—4.4). В частности, потери p' возрастают в $k_{фр}k_р$ раз согласно выражениям (5.21)—(5.28), приведенным в § 5.2. Значения $k_р$ даны в табл. 14.3.

Для холоднокатаной стали свойства приведены в направлении текстуры. Эти свойства наиболее полно реализуются в ленточной конструкции сердечника (§ 2.2). Если же направление магнитного потока в сердечнике не совпадает с направлением текстуры, свойства резко ухудшаются. Наибольшее ухудшение наблюдается при угле несовпадения около 60°, ненамного лучше дело и при угле 90° (направление поперек проката). Особенно сильно, во много раз, падает величина μ. По нашим измерениям удельные потери p' растут на 40—60%, напряженность намагничивающего поля H при индукции 1,5—1,7 *тл* — в 6—15 раз. Эти ухудшения надо учитывать при использовании, например, шихтованных сердечников. По зарубежным данным, ухудшения свойств еще значительнее.

Диаграмму свойств в зависимости от направлений магнитного потока приводим на рис. 3.1 (данные для фран-

цузской стали Imphysil). Разработана новая сталь кубической текстуры с малым отличием свойств вдоль и поперек проката [99]. Известна и малотекстурованная сталь, свойства которой мало зависят от направления проката и занимают промежуточное место между обычной холоднокатаной и горячекатаной сталью [147]. Сплавы 50Н, 33НКМС, 79НМ, 80НХС и др. текстуры не имеют. Текстурованные сплавы (50НП, 65НП) для трансформаторов обычно не применяют.

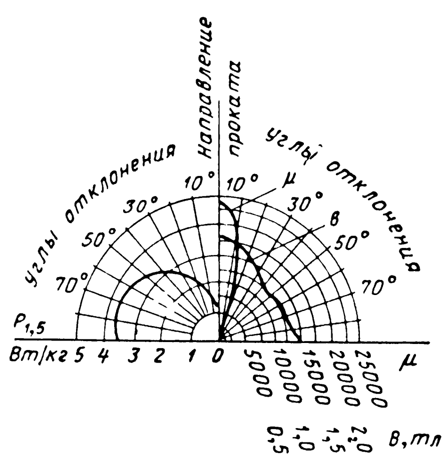


Рис. 3.1. Диаграмма магнитных свойств листа холоднокатаной текстурованной стали вдоль различных направлений.

В табл. П3.4, П3.3 значения p'_i и B_i приведены для типовых индукций (0,3; 0,5; 1; 1,5 *тл*). При необходимости определить потери для другой индукции B с большой для практики точностью используем, исключая зоны маленьких и близких к B'_s индукций, зависимости [99, 106, 62, 26]

$$p' \doteqdot B^{2*}, \quad p' = p'_i (B/B_i)^2, \tag{3.2}$$

где B_i — ближайшая индукция к интересующей нас величине B; p'_i — потери при этой индукции.

При $B_i = 1$ *тл*

$$p'_i = p'_1 \text{ и } p' = p'_1 B^2. \tag{3.3}$$

---

* $\doteqdot$ — знак пропорциональности (здесь и далее).

Зависимости (3.2), (3.3) справедливы и для потерь готовых сердечников p_i, p_c.

Для некоторых материалов приводим также на рис. 3.2 фактические кривые p' (B) при частоте 50, 400, 2400

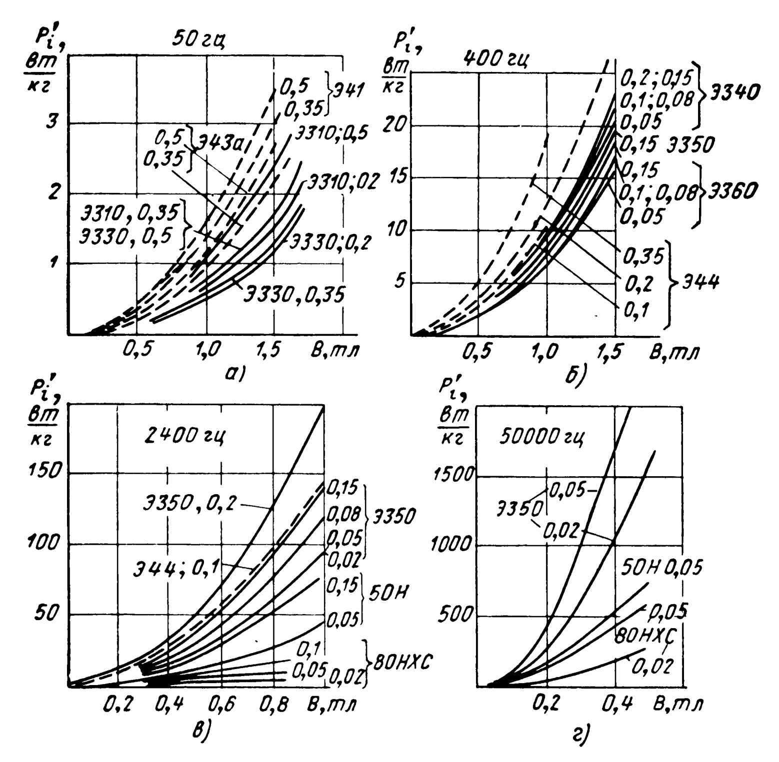


Рис. 3.2. Удельные потери магнитных материалов в зависимости от индукции при различной частоте.

——— сплавы и холоднокатаные стали, — — — — — горячекатаные стали.

и 50 000 *гц*. Кривые зависимости индукции B от напряженности H даны на рис. 3.3.

Свойства отечественных *магнитодиэлектриков и ферритов* приведены в табл. П3.5.

Фирма Siemens (ФРГ) разработала ферриты с величиной $\mu_н$ до 10 000 (марка сиферрит — T), коэффициентами $\operatorname{tg}\delta/\mu_н$ до 6 (марка N). Последняя марка имеет и пониженные потери при высокой частоте, меньше, чем у лучших сплавов даже очень малой толщины. Высокими свойствами

в части ТKμ и временной стабильности обладают ферриты японских фирм. Интересен феррит Н6Д, имеющий отрицательную величину ТКμ.

Зависимость магнитных свойств от частоты. С ростом частоты сильно растут потери p' и падает проницаемость μ из-за вредного действия вихревых токов. Эти ухудшения уменьшаются, если с ростом частоты уменьшать толщину *стали* (*сплава*). При правильно выбранной толщине и не очень маленьких индукциях меньше всего при изменении частоты меняется величина H (см. рис. 3.3).

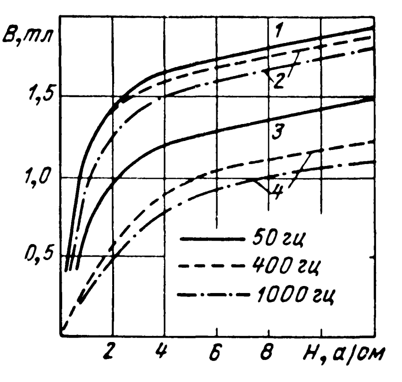


Рис. 3.3. Кривые намагничивания сталей на переменном токе:
1 — сталь Э320, 2 — Э350, 3 — Э42, 4 — Э44.

Для силовых т. м. м. наиболее важна зависимость от частоты потерь p'. Ее не удается выразить аналитически, и наиболее достоверны данные, снятые при нужной частоте (см. табл. П3.3, П3.4, рис. 3.2). Все же, при постоянной толщине материала и постоянной индукции B можно пользоваться ориентировочной зависимостью (по нашим данным)

$$p_i' \doteq f^{\vartheta}. \qquad (3.4)$$

Значения частотного коэффициента потерь ϑ приводим в табл. 3.1. В самом первом приближении $\vartheta = 1{,}5$ и

$$p_i' \doteq f^{1,5} \doteq \sqrt{f^3}. \qquad (3.5)$$

Таблица 3.1

Значения частотного коэффициента потерь ϑ

Диапазон частот, *гц*	ϑ для материалов при их толщине в *мм*								
	Э350					50Н		80НХС, 33НКМС	
	0,2	0,15	0,08	0,05	0,02	0,15	0,05	0,1	0,02
400—1500	1,7	1,6	1,55	1,2	1,2	1,4	1,15	1,75	1,2
1500—5000	1,7	1,6	1,55	1,4	1,3	1,5	1,2	1,75	1,3
Свыше 5000	1,7	1,6	1,6	1,6	1,4	1,6	1,4	1,75	1,4

Зависимости (3.4), (3.5) тем точнее, чем ближе пересчитываемые частоты. Они справедливы и для потерь готовых сердечников p_i, p_c. Фактические зависимости потерь p' от частоты для ряда материалов при индукциях 0,3; 0,5;

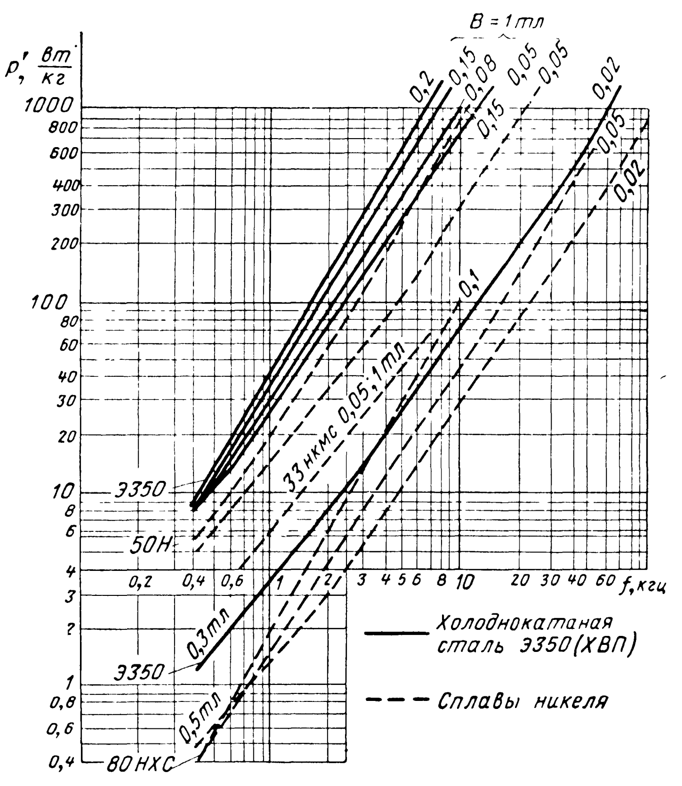


Рис. 3.4. Удельные потери магнитных материалов в зависимости от частоты при различной индукции.

1 *тл* приводим на рис. 3.4. По этим данным, пользуясь зависимостями (3.2), (3.3), можно достаточно точно пересчитывать потери p' на другие индукции.

У *магнитодиэлектриков и ферритов* величина $\mu_н$ неизменна вплоть до частоты $f_г$ по табл. П3.5, а потери также растут. Приводим на рис. 3.5 зависимость потерь от частоты для феррита марки N фирмы Siemens с пониженными потерями (сравни с потерями сплавов по рис. 3.4).

Роль толщины материала. Уменьшение толщины стали (сплава) при данной частоте целесообразно только до определенных пределов, после чего рост потерь на гистерезис сводит на нет уменьшение потерь на вихревые токи. Поэтому для каждой частоты существует своя оптимальная толщина материала. В частности, было показано [26], что для частоты 400 *гц* получившая ранее преимущественное применение толщина стали Э3... 0,08 *мм* неоправданно тонка. Лучше сталь толщиной 0,15 *мм*, имеющая практически те же потери, но более дешевая и технологичная в производстве. Сейчас сталь Э340—Э360 толщиной 0,15 *мм* при частоте 400 *гц* включена в ГОСТ и уже широко распространена.

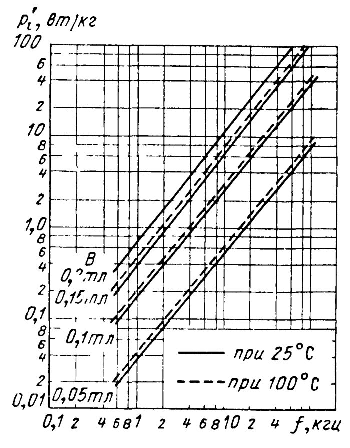


Рис. 3.5. Удельные потери никелевого феррита в зависимости от частоты при различной индукции.

Рекомендации по выбору материалов. Обобщение данных по свойствам материалов, часть из которых изложена выше, позволяет дать рекомендации по выбору материалов, их марок и толщины в зависимости от назначения и рабочей частоты т. м. м. (табл. 3.2). Размеры лент и цены основных материалов даны в приложении (табл. П3.1, П3.2). Соображения о выборе материалов приведены также в § 11.10 и 11.12.

Лучшими свойствами, чем обычная сталь Э3..., обладают холоднокатаная прецизионная сталь 3СТА и сталь с кубической текстурой (потери на 15—30% меньше, чем у стали марки Э360). Аналогами нашей стали Э3... в зарубежной технике являются гайперсил (США), имфизил (Франция) и др., аналогами сплава 50Н — анистер, 79НМ — мюметалл, пермимфи, сплава 35НКХСП — перминвар. Наименьшие потери в широком диапазоне частот имеют сплавы 79НМ и 80НХС. При частоте до 5 *кгц* практически те же потери у сплава 33НКМС (толщины 0,02—0,05 *мм*) при гораздо большей индукции B_s' (см. табл. П3.4).

Дополнительно к табл. 3.2 укажем железоалюминиевый сплав 16ЮХ, имеющий максимальную величину μ до

Таблица 3.2

Рекомендуемые магнитные материалы

Материал		Область применения	Толщина, *мм*, при частоте в *кгц*			
вид	марка		0,05	0,4—0,5	1—2,5	2,5—100
Сталь	Э42, Э43	Т.м.м. НС	0,35	—	—	—
	Э44	То же	—	0,1—0,2	0,1	0,1
	Э310—Э360	То же и НВ	0,35	0,15	0,05—0,1	0,02—0,05
Сплав	50Н, 3СТА 33НКМС, 35НКХСП	ТС, т.м.м. ПЧ	0,35	0,1—0,2	0,05—0,1	0,05—0,02
	80НХС, 79НМ 80НМ, 33НКМС	То же и ТИ, т.м.м. ВЧ	0,35	0,1—0,2	0,05	0,02—0,05

Примечания: 1. Обозначено ТС — т. м. м. согласующие, ТИ — импульсные, ПЧ, ВЧ — повышенной и высокой частоты, НС, НВ — наименьших стоимости и веса.

2. Для ТИ и т. м. м. ВЧ возможно применение ферритов марок НН, НН1, ВЧ, НМ, НМ1, НМ2.

3. Для ТИ применяют также сплавы 50НХС, 38НС, 34НКМП.

4. Для ТИ при длительности импульса $t_и$ менее 0,25, 0,25—0,5, 0,5—1 и более 1 *мксек* толщины материалов составляют соответственно 0,01—0,03, 0,02—0,05, 0,04—0,08, 0,05—0,1 *мм*.

5. См. также условия (11.64).

150 000 и потери не выше, чем у стали Э3... Его производство и технология использования до конца еще не отработаны. Для входных т. м. м. можно применять сплав 76НХД. Интересны сплавы 50КФА и 49КФ-ВИ по ВТУ 1433—65. Они позволяют реализовать индукцию до 2,3 *тл* (против 1,6—1,7 *тл* у Э3...) при потерях $p'_{1,5}$ = 15 *вт/кг*, p'_2 = 30 *вт/кг* (толщина 0,1 *мм*, частота 400 *гц*), но очень дороги и сложны в работе. Сплав 35НКХСП (ЧМТУ 776—62) отожженный в магнитном поле, позволяет получить потери p' в 2—3 раза меньшие, чем у холоднокатаной стали.

Определение магнитных свойств. Это специальный вопрос, освещаемый отдельно [119, 120, 227, 228]. Отметим лишь, что методы определения свойств электротехнической стали установлены недавно по ГОСТ 12119—66. Длительная дискуссия была посвящена необходимости измерения свойств на переменном токе [26, 65, 76, 98, 119, 198]. Теперь эти измерения узаконены тем же ГОСТом. Для измерения потерь рекомендуется двухобмоточный ваттметровый метод. Измерения при высокой частоте описаны в работах [90, 120, 176]. Мы такие измерения в части потерь производили разработанным при участии А. К. Цыпкина и Л. Ф. Штейнмана относительным тепловым методом путем сравнения перегрева контрольного детектора в изучаемом и базисном режимах.

3.2. Нагревостойкость электрической изоляции и проводов

Класс нагревостойкости изоляции (и проводов с изоляцией) определяет способность надежной работы при соответствующей температуре t_p в течение 20 тыс. *час* и более. Повышение температуры на каждые 8—12° С снижает ориентировочно срок службы изоляции в два раза и наоборот. При меньшем сроке службы температуру t_p можно соответственно повысить.

Классы нагревостойкости по ГОСТ 8865—58 приведены в табл. 3.3. При совместном действии нагрева и повышенной влажности старение изоляции идет быстрее. Поэтому для тропических условий классы нагревостойкости снижаются по сравнению с этой таблицей [137]. То же относится к механическим воздействиям.

Таблица 3.3

Классы нагревостойкости изоляции

Класс	$t_р$, °C	Вид материала *
Y	90	Органические волокнистые материалы непропитанные
A	105	То же, но с пропиткой
E	120	Синтетические пленки
B	130	Материалы на основе слюды, стекловолокна с органическими связующими
F	155	То же, но с синтетическими связующими
H	180	То же, но с кремнийорганическими связующими
C	>180	Слюда, керамика, стекло, кварц без связующих

* Возможны и некоторые другие материалы.

3.3. Проводники обмоток

Материал проводников. Это чаще всего медь. В последние годы все шире применяют и алюминий (см. § 11.12, 14.2), менее дефицитный и более легкий. Их основные данные:

Материал	Уд. вес, *г/см³*	Уд. сопротивление ρ_{20}, *ом мм²/м*
Медь	8,8	0,0175
Алюминий	2,7	0,0280

Обмоточные провода. Обычно это круглые провода, при больших сечениях возможны провода (или лента) прямоугольного сечения. Чаще всего применяют провода с эмалевой витковой изоляцией (эмальпровода), реже — с волокнистой или эмалево-волокнистой. У первых изоляция тоньше, вторые в отдельных случаях более прочны механически. Основные марки проводов с указанием класса нагревостойкости и некоторых других свойств приведены в табл. П3.6, их сортамент и сечения — в табл. П3.7—П3.9, стоимость — в табл. П3.10.

Наиболее распространены при *нормальных температурах* высокопрочные эмальпровода ПЭВ-2 и ПЭВ-1. В менее ответственных случаях возможно применение провода ПЭЛ (ПЭЛУ), однако область его использования сужается из-за введения новых, более жестких требований к радиоаппаратуре массового применения и ее элементам (ГОСТ 11478—65). Полным аналогом проводов ПЭВ являются провода ПЭМ, отличающиеся лучшим качеством, и провода ПЭВТЛ, имеющие улучшенную теплостойкость (класс *E*). На смену проводам ПЭВ приходит также провод ПЭМВ (класс *B*).

В настоящее время *из теплостойких* наиболее распространен провод ПЭТВ, который следует признать лучшим из выпускаемых серийно. Его недостаток — боязнь тепловых ударов — частично устранен в модификации ПЭТВ-939. Провод относится к проводам с эмалью на полиэфирных лаках, отличающейся теплостойкостью и надежностью. Такие провода сейчас широко применяют и за рубежом — алканекс (США), теребек (ФРГ), терамел (Англия), томрекс (Франция). К тому же классу *B* относится и провод ПЭЛРВ. Разработаны и провода более высокой теплостойкости, вплоть до температуры 200° С, с эмалью на основе фторопласта. Созданы нагревостойкие и механически прочные провода с эпоксидными эмалями. В США фирма Дюпон предлагает провода класса *C* с полиамидными эмалями.

Значительный интерес представляют высокопрочные, теплостойкие, лудящиеся эмальпровода на полиуретановых лаках марки ПЭВТЛ класса изоляции *E* (кратковременный нагрев до 150—180° С). Эти провода обладают высокими качествами, эластичностью, хорошей влагостойкостью. Их оригинальным свойством является способность покрываться слоем олова без зачистки эмали и применения флюсов. Пайка таких проводов может производиться простым погружением в расплавленный припой. Надо лишь помнить, что эти провода термопластичны. За рубежом подобный провод назван сюдрексом (Франция).

Для намотки бескаркасных катушек может применяться эмальпровод с дополнительным термопластичным слоем — ПЭВД (ТУ 102 № 451—62). Термопластичный слой (около 10 *мк*) запекается при температуре 170—180° С и связывает катушку в единое целое. Провод влагостоек. Аналогичный провод во Франции получил название адерекс. Теплостойкость провода невысока.

Для эмальпроводов с оплеткой прогрессивны конструкции с заменой шелка (как у проводов ПЭЛШО) на стекловолокно (ПЭТСО, ПЭТКСО) и — последние разработки — на лавсан.

Самыми теплостойкими из выпускаемых серийно в СССР являются провода с волокнистой изоляцией ПСД, ПСДНТ, ПСДК. Первый выдерживает температуру до 200° С (в течение 1000—1200 *час*), второй и третий — до 350° С (250 и 600 *час*). При дальнейшем повышении теплостойкости медь приходится предохранять от окисления путем никелирования [169]. Таковы выпускаемые в СССР провода со стекловолокном ПНСДК и с утоненной изоляцией ПНСДКТ (250° С в течение 5000—2500 *час*). Опытные эмальволокнистые провода ПНЭТСО (ТУКП 113—60) могут выдержать температуру 200° С в течение 10 000 *час*. Провода по эластичности схожи с проводом ПЭТВ, механическая прочность несколько ниже провода ПЭВ [107].

Созданы *жаростойкие*, механически прочные стеклоэмалевые провода ПЭЖБ (400° С длительно, $U_{пр} = 250 \div 500$ *в*) и ПОЖ (500—600° С в течение 500 *час*, $U_{пр} = 500$ *в* и более, диаметры от 0,31 до 2,1 *мм*). Жаростойкость обеспечивают также керамические эмали (опытный провод ПНЖ) и литая стеклянная изоляция. В СССР разработаны подобные микропровода, диаметр которых доходит до 2 *мк* и которые выдерживают температуру до 500° С [7]. Сочетанием жаростойкости, механической прочности, эластичности, влагостойкости отличаются пленки, полученные путем окисления проводника фтором или фтористым водородом [256].

Алюминиевые эмальпровода на полиэфирных лаках имеют нагревостойкость по классу *F*. Наибольшая жаростойкость свойственна проводам из анодированного алюминия. Повышение теплостойкости до 800° С обещает изоляция проводов кварцевыми нитями. Жаростойкие провода стойки и к радиоактивному облучению.

Сейчас проводятся работы по увеличению теплостойкости и срока службы проводов путем помещения их в нейтральный газ (аргон). Особенно благоприятны результаты для проводов с полиэфирной изоляцией [147].

Из специальных проводов для борьбы с заметными проявлениями поверхностного эффекта при повышенной и высокой частоте (см. § 5.2) применяют расщепленные провода типа литцендрат марок ЛЭШО, ЛЭШД, ЛЭЛО,

ЛЭЛД. Интересен бифилярный провод с двумя жилами бифилрекс французской фирмы Томсон — Хьюстон.

Фольга для обмоток. Алюминиевую фольгу по ГОСТ 618—62 начали применять некоторое время назад для т. м. м. наименьшей стоимости средних размеров (мощность 100 *ва* и более). Толщина фольги 30—200 *мк*, она изолирована тонкой (2—4 *мк*) оксидной пленкой. Эта изоляция теплостойка, теплопроводна, выдерживает электрическое напряжение до 100 *в* и более. Однако она гигроскопична и недостаточно эластична, что требует принятия специальных мер.

Медная фольга перспективна для уменьшения объема (не веса, см. § 11.12) т. м. м. с проводами больших сечений (как и для дросселей фильтров). Разработаны способы нанесения на нее витковой керамической изоляции (4—5 *мк*).

3.4. Монтажные провода

Эти провода применяют для соединения концов обмоток с собственно выводами т. м. м. (§ 2.5). Существуют провода с пленочной (МГТФ, ПТЛУ и др.), резиновой (РКГМ и др), пластмассовой (ФР, ПГ и др.), волокнистой лакированной изоляцией (МРТУ2-017-1—62) и с полихлорвиниловой изоляцией, иногда снаружи оплетенной (ВТУ 680—47 и др.). Большинство монтажных проводов рассчитано на работу при температуре 70—90° С. К таким проводам относятся: МГШДО и МГШДЛ с двойной обмоткой шелком, МГБДЛ с двойной обмоткой хлопчатобумажной пряжей (рабочее напряжение 250 *в*), МГВ в полихлорвиниловой изоляции, МГОВ с обмоткой волокнистыми материалами в полихлорвиниловой изоляции, МГШВ с двойной обмоткой шелком в полихлорвиниловой изоляции, МП с полиэтиленовой изоляцией (рабочее напряжение 380—1000 *в*), ПМВГ. У провода МГБДЛ нагревостойкость зависит от пропитывающего состава и доходит до 105° С. Все провода гибкие, многопроволочные. Провод МГШВ может кратковременно использоваться при температурах 100—130° С. Провод МГТФЛ имеет рабочее напряжение 500 *в* (ТУ ОММ 505-029—58).

Для повышенных рабочих температур (130—150° С) можно применять провод МГЦСЛ (ГОСТ 10349—63) с пленочной изоляцией в обмотке стекловолокном или асбестом и в оплетке стекловолокном с лакировкой кремнийорга-

ническими лаками и провод МГТЛ (с лавсаном). Провода с волокнистой изоляцией без специальной герметизации можно применять лишь при нормальной влажности. При повышенной влажности следует применять провода с полихлорвиниловой и резиновой изоляцией. Например, провода РКГМ с изоляцией из кремнийорганической резины могут работать при температурах до 180° С и напряжениях до 380 *в* (ВТУ МЭП ОАА 505-027—57). Провод тропикоустойчив. Теплостойкостью до 200° С обладают гибкие монтажные провода с фторопластовой изоляцией ПТЛ (ТУ ОМЧ 505-087—60), МГТФ (МРТУ 2-017-4—62). Рабочее напряжение 250 *в*, испытательное — 1 *кв*. Повышение электроизоляционных свойств и теплостойкости монтажных проводов обеспечивает также лавсановая изоляция.

Для осуществления внешних высоковольтных выводов (см. рис. 2.19, 2.41) можно применять резиновые гибкие провода ПВРВ с испытательным напряжением 35 *кв* (по ТУ ЭЛ-3/МГ-003—58), теплостойкий некоронирующий провод КВНТ (ТУ ОКБ КП 33—62), новые, в том числе экранированные, провода на кремнийорганической резине разработки ОКБ КП марок ПМВК и ПМВК-Э на частоту до 30 *кгц* и напряжения от 6 до 16 *кв*.

3.5. Электроизоляционные материалы

Материалы для слоевой и межобмоточной изоляции. Наиболее дешевы и широко распространены *бумаги*. Они обладают хорошей электропрочностью, но уступают другим материалам по механической прочности. Все бумаги относятся к классу нагревостойкости *А* (после пропитки). Применяются бумаги: кабельная марки *К*, телефонная КТН, пропиточная ИП, крепированная, намоточная, микалентная, конденсаторная (КОН I и КОН II). Последняя наиболее качественна.

Из *тканевых материалов* применяются в качестве изоляции класса *А* лакоткани на хлопчатобумажной основе — светлая ЛХ, черная ЛХЧ — и на шелковой основе — ЛШ, ЛШС; в качестве изоляции классов *В*, *F*, *Н* — стеклоткань, стеклолента, стеклолакоткань, класса *Н* — стекломикаллента и др.

Из *пленочных материалов*, приходящих на смену традиционным бумагам, используют: высокопрочную механи-

чески полиэтилентерефталатную пленку лавсан (класс *E*), пленку фторопласта-4 (класс *C*). Обладая повышенной влагостойкостью и теплостойкостью, пленки позволяют одновременно снизить толщину изоляции. Следует иметь в виду, что конструкции, использующие пленки, плохо пропитываются. Недостатком пленок является также и плохая адгезия к компаундам (особенно у фторопласта).

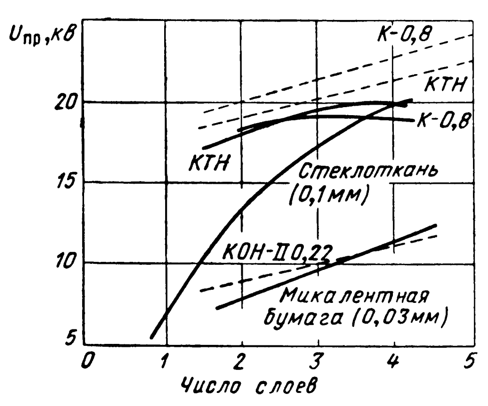


Рис. 3.6. Зависимость пробивного напряжения бумаг (при 105° С) и стеклоткани (при 150° С), пропитанных эпоксидным компаундом, от числа слоев:

——— тороидальные образцы, — — — образцы с прямоугольными катушками.

Для трансформаторов жаростойкого исполнения лучшие результаты в качестве основной изоляции показывают слюда и слюдяная бумага, испытанная в США на температуру до 1000° С [284].

Некоторые характеристики материалов с указанием ГОСТ или ТУ приведены в табл. П3.11. В дополнение к данным таблицы на рис. 3.6 приведена зависимость пробивного напряжения $U_{пр}$ бумаг и стеклоткани, пропитанных эпоксидным компаундом, от числа слоев. Пользуясь таблицей и рисунком, надо учитывать необходимость введения коэффициента запаса электропрочности (5—9 в зависимости от условий).

Материалы для каркасов. Для сборных каркасов текстолит не должен использоваться в условиях повышенной влажности. Для прессованных и литых каркасов применяют пресспорошки К-21-22, К-114-35, К-211-3, ФКПМ-15 (ГОСТ 5689—60, классы *A* — *B*), литьевые материалы на

основе полиамидных смол (поликапролактам, продукт 68 по ГОСТ 10589—63), в качестве изоляции классов *B*, *F*, *H* — стеклотекстолит, классов *C*, *H* — термостойкие пресс-порошки К-41-5 и особенно распространившийся механически прочный АГ-4 (ГОСТ 10087—62). Недостатком пресс-порошков марок *К* является малая стабильность их свойств, а полиамидных каркасов — появление с течением времени хрупкости, что в ряде случаев недопустимо.

Для создания изоляционной среды в герметизированных трансформаторах кроме обычного трансформаторного масла применяют кремнийорганические и фторорганические жидкости, а из инертных газов — азот и элегаз (шестифтористая сера).

Материалы для пропитки и обволакивания. Это лаки и компаунды (см. табл. П3.11): для изоляции классов *A*, *E*, *B* — масляно-битумные лаки 447, 458, 447М, маслостойкий глифтале-масляный лак ГФ-95, водноэмульсионные лаки ПФЛ-8В, 321-Т, феноло-алкидные ФЛ-98, АФ-17, меламино-масляно-глифталевый МЛ92, полиэфирные компаунды МБК (класс *A*, *E*), КГМС (класс *E*), эпоксидные компаунды на основе смол ЭД-5, ЭД-6, ЭДЛ (классы *B*, *E*). Для изоляции классов *F* и *H* применяют кремнийорганические лаки ЭФ-3БСУ, К-47, К-57. Эти лаки отличаются очень высокими качествами, в частности высокой влагостойкостью (хотя пары влаги проникают под пленку лака, они легко удаляются при сушке). Из них лак ЭФ-3БСУ наименее дефицитен, но несколько менее нагрево- и влагостоек.

Наиболее распространенным пропиточным лаком является влагостойкий лак 447. Однако он интенсивно вытесняется более новыми лаками с улучшенными свойствами, поскольку для обмоток из эмальпроводов он плох. Хорошую цементацию катушек и влагостойкость дают термореактивные лаки ФЛ-98 и АФ-17. Кроме того, они лучше высушиваются по всей толщине катушки. Особенно перспективным для широкого применения следует считать лак ФЛ-98, являющийся достаточно дешевым. Однако этот лак вредно действует на эмаль проводов ПЭВ и с ними применяться не должен. Применяют для пропитки лак 100АСФ (ВТУ КУ 393—54), отличающийся хорошими свойствами и дешевизной. Пропитанные им катушки имеют хорошую теплоотдачу, тропикоустойчивы. Лак, однако, воздействует на эмаль проводов и плохо переносит термоудары.

Перечисленные материалы могут работать по классу *В*, а кратковременно (до 1000 *час*) — при 150° С и даже выше.

Лак 321-Т не действует на эмаль проводов, хорошо их цементирует, не содержит токсичных и горючих растворителей, однако дефицитен. Этого недостатка лишен лак ПФЛ-8В, который и более влагостоек. Хорош лак МЛ-92 — сохнет в толще обмоток и весьма быстро, влагостоек, дешев. Он избран для пропитки т. м. м. массового выпуска (наименьшей стоимости).

При работе в классе *У* возможно применение церезина. Он теплопроводен, технологичен, дешев и поэтому интересен для т. м. м. наименьшей стоимости, работающих с малым тепловыделением (при $t_р \geqslant 100°$ С церезин размягчается).

Высокое качество пропитки обеспечивают *компаунды* (без наполнителей) КГМС, МБК и эпоксидные (на смоле ЭД ранее компаунд Д-1, теперь — ЭПК). Интересны компаунды КП-10, 18 и др., разработанные под руководством советского специалиста А. К. Варденбурга [58]. Это диметакриловые эфиры, смешанные с полиэфирной смолой, являющейся продуктом конденсации малеинового и фталевого ангидридов с этиленгликолем и касторовым маслом. Компаунды употребляются в готовом виде (вязкость 30—60″ по ВЗ-4). Они обладают высокой электропрочностью, способностью чрезвычайно быстро просыхать в толстом слое, высокой цементирующей способностью, но дороги. Теплостойкость — как у алкидных лаков, но влагостойкость ниже. Тропикоустойчивость пропитанных компаундами катушек может быть обеспечена специальными покрытиями. По совокупности свойств предпочтение может быть отдано компаунду КП-10. Эти компаунды рекомендуют для пропитки катушек с волокнистой изоляцией, но не для эмальпроводов [50]. В качестве нагревостойкого (до 200° С) и морозостойкого пропиточного компаунда разработан стирольно-кремнийорганический компаунд К-33. Для пропитки нагревостойких катушек из алюминиевой фольги применяют кремнийорганический лак КМ-17.

Наружное покрытие трансформаторов осуществляют *покровными лаками* (100АСФ, СБ-1с и др.) и различными *эмалями*, например серыми эмалями воздушной сушки СВД или печной сушки СПД, кремнийорганическими эмалями ПКЭ, эпоксидными эмалями ОЭП-4171-1 и др. Последняя

(непрозрачная) заметно усиливает лучеиспускание с поверхности катушек.

Заливочные компаунды. Их используют с различными наполнителями — пылевидным кварцем, маршалитом, тальком, слюдяной мукой, окисью алюминия и др., иногда вводят небольшие добавки стекловолокна. Наполнитель удешевляет компаунд, повышает его теплопроводность, улучшает технологические свойства, снижает величину коэффициента линейного расширения, способствуя повышению стойкости конструкции против растрескивания, но несколько снижает его электрическую прочность. Для пропитки применяются компаунды без наполнителя.

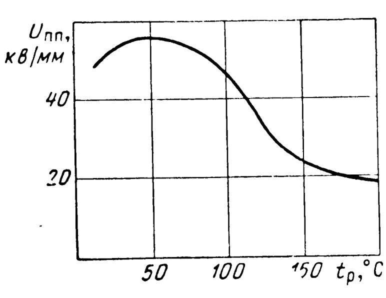


Рис. 3.7. Зависимость пробивной прочности эпоксидного компаунда от температуры.

Хорошими свойствами обладают эпоксидные компаунды: высокой адгезией к большинству материалов, малой усадкой (1—2%), хорошей склеивающей способностью. Высоки и их электрические свойства. Компаунды химически-, бензо-, масло- и влагостойки и наряду с электропрочностью обеспечивают надежную герметизацию катушек.

Для высоковольтной изоляции наиболее пригодны компаунды на смолах Э-37, ЭДЛ, ЭД-6, чешской Э-2000. На смоле Э-37 выпускаются компаунды КЭП-1 , на смоле ЭД-6 (иногда и ЭД-5) делаются компаунды марок ЭЗК, сменившие компаунд Д2.

На рис. 3.7 приводим по данным В. И. Муровича зависимость электрической прочности эпоксикомпаунда Д2 от температуры. Достаточно высокая прочность сохраняется вплоть до температур 150—200° С, при которых компаунд работоспособен в течение десятков и сотен часов. Температура разложения — около 300° С. Длительно с соответствующими наполнителями эпоксикомпаунды могут использоваться в классе *B*. Однако полностью исходные свойства (в рабочем состоянии изоляции) сохраняются до 105—110° С. Созданы эпоксидные компаунды, работающие при 150° С в течение 10 000 *час*. Установлено, в частности, что выше

определенных температур (120° С для компаунда Д-2) пробой носит уже не электрический, а тепловой характер. Граница теплового пробоя снижается с введением в компаунд пластификаторов и повышается с введением наполнителей. Напряжение начала ионизации от температуры зависит мало. Пробивное напряжение со сроком службы T_c связано ориентировочным условием

$$U_{пр} \doteq 1/T_c^{\beta_c},$$

где $\beta_c = 0{,}1 \div 0{,}3$ в зависимости от вида поля, толщины слоя и т. д.

Подробные сведения приведены в специальной литературе [9, 58, 71, 96, 123, 137, 178, 194, 195, 196, 223, 229, 230, 284].

Имеется положительный отечественный опыт использования эпоксидных компаундов при повышенной и ультразвуковой частоте (гл. 16). При этом требуется особенно тщательное изготовление т. м. м., возможное повышение напряжения начала ионизации (§ 2.4, 5.2), т. е. снижение интенсивности частичных разрядов.

Эпоксидные компаунды легко комбинируются с различными материалами, давая весьма разнообразные свойства. Например, в смеси с кремнийорганической смолой они обеспечивают высокую нагревостойкость (обволакивающий и пропитывающий компаунд ЭК-20 и др.).

Недостатками эпоксидных компаундов являются токсичность и большие усилия усадки. Так, тонкие провода катушек иногда рвутся, трудно обеспечить морозостойкость конструкций. Тем не менее удается получить трансформаторы с залитыми катушками, выдерживающие температуры —50 и даже —60° С. Созданы эластичные эпоксикомпаунды (эпоксидно-тиоколовые и др.).

Большей эластичностью и меньшей токсичностью обладает компаунд МБК. Его свойства близки к свойствам эпоксикомпаундов, но при температурах 90—120° С начинается (без потери конфигурации и электрических свойств) заметное механическое размягчение компаунда. Кроме того, МБК не стоек по отношению к маслу и бензину, а при заливке — и к канифоли. Этот компаунд химически активнее, чем эпоксидные, и вредно действует на ряд проводов и материалов, совместно с которыми не может применяться: провод ПЭЛ, резины, лакоткань, клей БФ и ряд других.

С точки зрения лучшего сочетания в отношении коэффициента линейного расширения, который составляет для эпоксикомпаундов с наполнением около 30×10^{-6}, а для МБК — 50×10^{-6}, наиболее подходящими для применения в конструкциях с заливкой являются детали из пресспорошков и теплостойкого оргстекла.

Некоторое распространение для заливок получил в первое время после появления полиэфирный компаунд КГМС, но в конструкциях он сильно подвержен растрескиванию. Лучше новая марка КГМС-3 [55]. В настоящее время продолжается интенсивная работа по созданию новых заливочных компаундов, удовлетворяющих разнообразным требованиям.

Некоторые данные о компаундах содержатся в табл. П3.11. Практически рабочее напряжение, приходящееся на компаунд в конструкции, надо снижать в несколько раз по сравнению с табличными данными (и данными рис. 3.7) в зависимости от толщины слоя, частоты, температуры, срока службы.

Материалы для других целей. Для герметизации (влагозащиты) и защиты от грибковой плесени применяют эпоксидо-полиэфирные компаунды К-168, К-293. Для лакировки пластин шихтованных сердечников используют бесцветный нитролак, бакелитовый лак и теплостойкие кремнийорганические лаки К-47 и К-71 (о других способах изоляции см. в гл. 4). Для выполнения различных бандажей и разделки концов при намотке катушек применяют нитки хлопчатобумажные, шелковые, капроновые, а для теплостойкой изоляции — стеклянные. Для изоляции выводных концов применяют трубки линоксиновые марок А, Б, Н, П (электропрочность 300 *в*), резиновые, полихлорвиниловые (по ТУ МХП 1357—47), а в качестве теплостойкой и тропикоустойчивой изоляции — стеклолакочулки (ВТУ МЭП ОАА-053-024—53) и ТКС (по ВТУЭИ 1—58). Электропрочность стеклочулков в исходном состоянии составляет 4 *кв*, а после нескольких перегибов — 1 *кв*.

3.6. Материалы в условиях воздействия радиации и других факторов

Некоторые виды аппаратуры, содержащей т. м. м., могут работать в условиях воздействия очень высоких температур, радиоактивного облучения, тропического

климата. Хотя принципиально трансформаторы весьма стойки к радиации, выбор материалов для таких тяжелых условий эксплуатации представляет специальную задачу. Вопросы теплостойкости и жаропрочности проводов и изоляции освещены в § 3.3—3.5. Коснемся кратко других аспектов, отсылая за более подробными сведениями к литературе [6, 142, 143, 264, 274, 277, 281—284].

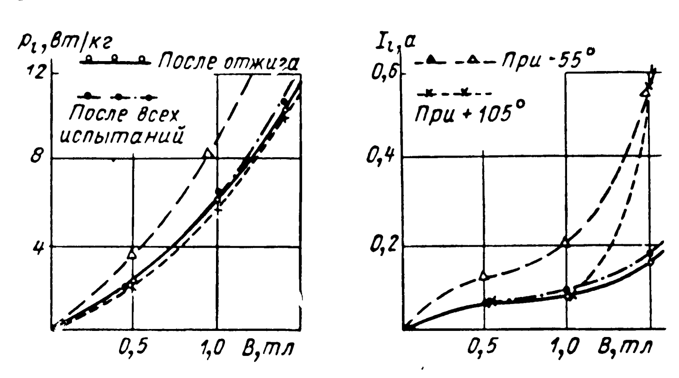


Рис. 3.8. Магнитные свойства сплава 50НП (0,05 *мм*) при различных воздействиях.

Магнитные материалы. *Влияние температуры.* С ростом температуры растет электрическое сопротивление, уменьшаются вихревые токи. Поэтому общей закономерностью, помимо некоторого снижения индукции насыщения B'_s и заметного снижения остаточной B_r, является уменьшение при этом потерь p'_i и рост магнитной проницаемости μ. Однако с приближением к точке Кюри начинается общее ухудшение магнитных свойств. Например, для стали с ростом температуры от 20 до 300° С величина $\mu_н$ растет в 1,5—3 раза, μ_{max} — на 5—10%, а при 500° С наблюдается, наоборот, уже снижение $\mu_н$ в 1,5—2 раза. При снижении температуры против нормальной наблюдается обратная картина — рост величин p'_i. Для сплавов изменения обычно заметнее, чем для сталей. Приводим на рис. 3.8 снятые нами зависимости для одного из сплавов, иллюстрирующие сказанное.

Подобные изменения свойств неблагоприятны для магнитных усилителей, широкополосных и импульсных трансформаторов. Для силовых т. м. м. они практического значения не имеют. Опасны лишь очень высокие температуры,

но точка Кюри столь велика, что обычно и это обстоятельство не накладывает ограничений. Исключение составляют ферриты. Специальные теплостойкие ферриты могут работать лишь до температур 250° С, например фернилиты и фермалиты французской фирмы *LTT* [283].

Для восстановления свойств после воздействия очень высоких температур требуется определенный режим термообработки или выдержки при умеренной температуре [6]. При воздействии температур от —70 до +150° С свойства с достаточной воспроизводимостью восстанавливаются без принятия каких-либо мер.

Влияние радиации. Испытания в течение 100 *час* при облучении потоками 10^{11} *нейтронов/см*^{2}·*сек* и гамма-частицами 10^{10} *р/сек* не вызвали никаких изменений свойств. Считается, что материалы длительно выдерживают облучение интенсивностью 10^{17} *нейтронов/см*^{2}·*сек* [277]. При дальнейшем усилении интенсивности наблюдается снижение проницаемости, индукций B'_s и B_r, рост коэрцитивной силы. При потоке около $3 \cdot 10^{18}$ *нейтронов/см*^{2}·*сек* эти изменения лежат обычно в пределах от единиц до 20—30% [282].

Большие изменения происходят у железоникелевых сплавов с высокой магнитной проницаемостью: величина $\mu_н$ падает на 30—90%, коэрцитивная сила растет в 1,5—8 раз. Худшие цифры относятся к супермаллою (аналог сплав 79НМА) и молибденовому пермаллою. Потери у последнего растут почти в 2 раза. Из-за наличия кобальта пермендюр становится радиоактивным [277].

У прессованных сердечников, в том числе карбонильных и ферритовых, растет коэффициент потерь (до 1,5 раз у никелевых ферритов).

При очень больших облучающих потоках возможны механические повреждения в конструкции.

Тропические условия. В этом отношении задача сводится к защите сердечников соответствующими покровными материалами (см. ниже).

Проводники. При *температурах* свыше 250° С медь надо применять плакированную или с защитными покрытиями (§ 3.3), иначе она окисляется. До 500° С в качестве проводников обмоток и выводов можно применять серебро, выводы делают также из никеля или нержавеющей стали. Высокой теплостойкостью обладают алюминий и оксидированная алюминиевая фольга. При температурах свыше 1000° С возможно использование окисей олова и циркония,

проводимость которых всего в несколько раз ниже, чем у меди. Об изоляции проводников говорилось в § 3.3.

Радиация большого влияния на свойства самих проводников не оказывает, облучение несколько увеличивает удельное сопротивление [277].

Для *тропических условий* практически можно применять все провода, рассмотренные в § 3.3, но при условии обязательной пропитки соответствующими составами (см. ниже) или герметизации. Провода с волокнистой изоляцией должны погружаться в жидкий диэлектрик, эмалевоволокнистой — ПЭЛБО, ПЭЛШО, ПЭЛШД — герметизироваться компаундами (пропитка недостаточна).

Электроизоляционные материалы. О *теплостойкости* говорилось в § 3.5. Добавим, что некоторые керамические материалы выдерживают температуру до 1000° С (алюмосиликат, глинозем, тальк, стеатит, специальные фарфоры, кварцевое стекло, окись бериллия и т. д.).

Влияние *радиации* ощущается для ряда материалов при плотности 10^{18}—10^{19} *нейтронов/см*^{2}*·сек*, интенсивности 10^8 *р/сек* и более. У пластмасс уменьшается прочность, они теряют плотность структуры. В органической изоляции возможны замыкания, в заливочных составах и фтористых соединениях — химические изменения с выделением газов [277]. Интересно, что умеренная радиация, наоборот, повышает прочность некоторых пластических материалов (полиэтилен и др.). Стойкость к радиации возрастает при использовании неорганических наполнителей. С ними прак, тически не боятся радиации эпоксидные, фенольные смолы, полиэфиры. Стойки и кремнийорганические смолы, а также лаки, содержащие фенол. А вот кремнийорганическая резина становится ломкой. От большинства материалов при умеренном уровне облучения можно ожидать достаточной радиационной стойкости.

Тропические условия. Бумаги тропикоустойчивы со специальными пропитками. Тропикоустойчивы пленки лавсана, фторопласта, стеклоткань, стеклолакоткань, стеклотекстолит, слюдяные материалы, пресспорошки АГ-4, К114-35, К41-5, полиэтиленовый, фторопластовый. Из пропиточных и заливочных материалов тропикоустойчивы лаки ФЛ-98, АФ-17, кремнийорганические, компануды МБК, КГМС, эпоксидные, эпоксидно-полиэфирные. Во многих случаях пригодны и другие лаки и компаунды, перечисленные в § 3.5, если катушки дополнительно покрыть

тропикоустойчивой эмалью с фунгисидом (ГФ-92-ГС). Для катушек с кремнийорганической пропиткой применяют покровные эмали ПКЭ-19, ПКЭ-22.

Лакоткани ЛХ, ЛХ4, асбестовые материалы применять не рекомендуется. То же линоксиновые трубки для выводов. Пригодны для этих целей стеклолакочулки ТКС (на кремнийорганическом лаке), ТЭС (полиэфирном) и ТЛС (масленом). В последнем случае требуется дополнительное покрытие тропикоустойчивой эмалью (ГФ-92-ГС).

Глава 4

ОСНОВЫ ТЕХНОЛОГИИ ТРАНСФОРМАТОРОВ

4.1. Шихтованные сердечники

Несмотря на появление ЛС, в определенной мере сохраняют свои позиции и ШС, особенно для т. м. м. наименьшей стоимости, где объем и вес не так важны и где они во многих случаях вполне выдерживают конкуренцию и даже иногда — для малых т. м. м.— одерживают в ней верх (см. § 2.2 и 11.12). Предполагается, что в предстоящие годы сохранится массовый выпуск т. м. м. с ШС (миллионы штук в год). Заметим, что за рубежом для т. м. м. промышленной и бытовой аппаратуры в большинстве случаев попрежнему применяют ШС, не переходя к ленточным.

Штамповать или резать пластины можно лишь при их толщине до 0,2 *мм*, с трудом — до 0,1 *мм* (для миниатюрных т. м. м. в отдельных случаях удается еще снизить эту границу).

Для ШС до последнего времени применяли только нетекстурованные материалы (стали и сплавы). Теперь все чаще применяют и текстурованную холоднокатаную сталь (при частоте 50 *гц*). Хотя полностью свойства стали при этом не используются (см. § 2.2), а сама штамповка затруднена (быстрее изнашиваются штампы), все же получается выигрыш по сравнению с горячекатаной сталью (конкретнее см. § 11.12). Тем более, что с 1967 г. цена на листовую холоднокатаную сталь установлена ниже, чем на горячекатаную (см. табл. П3.2). Лист при штамповке пластин располагают так, чтобы оси стержня, продольных ярем и соответственно вырубки-замыкающей (если она есть) совпали с направлением проката (см. рис. 2.4, 2.6). Тогда поперек текстуры поток пойдет только в коротких поперечных стержнях (двух у пластин по рис. 2.6, *а*, одном — по рис. 2.6, *б*). Рост потерь и особенно намагничивающего тока все равно, конечно, произойдет, но его можно существенно снизить,

ушиpяя поперечные ярма и снижая в них индукцию. У нормализованных пластин УШ (см. табл. П14.9) уширены и продольные ярма, но это уже ничего полезного, как правило, не дает.

Для сердечников, собираемых из нарезанных пластин (большие т. м. м.), все пластины режутся вдоль текстуры листа. Но и это не позволяет хорошо использовать свойства стали. В частности, это обусловлено расхождением осей потока и текстуры в углах сердечника при изгибе магнитной линии (см. рис. 3.1). Несколько улучшает дело скос стыкуемых граней пластин на 45°.

Основная масса ШС делается из штампованных пластин, обычно типа Ш (УШ), реже — П и О. Технологический процесс состоит из заготовительных операций, штамповки пластин, удаления заусенцев, отжига для восстановления магнитных свойств, ухудшающихся на предыдущих операциях, изоляции пластин и шихтовки сердечника. Вальцовка создает дополнительный наклон пластин, и есть предложения ее исключить, поскольку последующая изоляция делает заусенцы безопасными (еще лучше, когда высокое качество подготовленных листов и процесса штамповки вообще исключают появление заусенцев). Перед штамповкой материал *режут* на полосы (ленты) нужных размеров при помощи роликовых ножниц, имеющих сменные диски. Скорость резки — до 50 *м/мин*, возможно одновременное выполнение до двадцати резов.

Штампуют пластины на прессах мощностью до 25 *т*; в массовом производстве применяют механизированные линии, полосы автоматически подаются под штампы с помощью электромагнита, пластины снимают с помощью вибролотков. Штампы с пластинками твердых сплавов выдерживают до 30 млн. ударов (против обычных -0,4). Подобная линия дает 250—300 пластин (вместе с замыкающей) в минуту.

Отметим, что в зарубежной технике практикуется поставка готовых пластин (и стальных и железоникелевых) с гарантируемыми свойствами. У нас централизованное производство пластин для ШС, к сожалению, отсутствует.

Отжиг пластин из трансформаторных сталей производится в нагревательных печах при ограничении доступа воздуха (укупорка асбестом или песком с укладкой чугунной стружки и промазкой щелей огнеупорной глиной). Температура отжига 800—900° С с выдержкой 2—4 *час*.

Охлаждение — со скоростью 50° С в час. Загрузка и выгрузка из печи при 500—700° С. Отжиг снижает потери на 10—20%, намагничивающий ток — на 15—35%.

Пластины из железоникелевых сплавов отжигают при более высокой температуре — желательно 1000—1200° С. Наилучшее качество обеспечивается при отжиге в вакууме или водороде. Длительность отжига — 10—15 *час*, охлаждение — медленное с печью, в ряде случаев форсированное. Отожженные пластины из железоникелевых сплавов чувствительны к механическим напряжениям и требуют бережного обращения.

В отдельных случаях, при пониженных требованиях к качеству трансформатора, ведут ускоренный отжиг без укупорки пластин или совсем отказываются от отжига. Но это нежелательно.

Для уменьшения вихревых токов в сердечнике пластины *изолируют* лаком (§ 3.5). Прежде применялась прокладка пластин тонкой бумагой. Прогрессивными методами изоляции пластин из трансформаторной стали являются фосфатирование и паровое оксидирование. Оксидирование ведется при 450—500° С. Толщина слоя 5—8 *мк*. Фосфатирование в ванне с кислотным марганцевым фосфатом при 96—98° С дает пленку толщиной 10—20 *мк*. Оба вида изолирования дают теплостойкую (до 150—200° С), эластичную и влагостойкую пленку. Для железоникелевых пластин возможно оксидирование охлаждением на воздухе после нагрева на 600—700° С в течение 0,5—2 *час*.

Для т. м. м., работающих при частоте 50 *гц*, а при небольших индукциях — и при повышенной частоте, нанесение специальной изоляции на пластины не обязательно. Достаточна пленка окисла, которая неизбежно покрывает пластины во время отжига и пребывания на воздухе, тем более, что начат выпуск холоднокатаной стали, поставляемой с нанесенным силикатным покрытием, исключающим опасность сваривания пластин при отжиге.

Способ изоляции пластин, так же как и их толщина и состояние поверхности, влияет на величину коэффициента заполнения сердечника $k_с$. Практические величины $k_с$ приведены в табл. 14.1 (§ 14.3).

Несмотря на принимаемые меры, магнитные свойства материала в процессе обработки несколько ухудшаются. Потери возрастают на 15—20%, а в тонких материалах — до 30% (при исключении отжига цифры увеличиваются).

Это учитывают при расчетах коэффициентом k_p по выражениям (5.21) — (5.24) и по табл. 14.3. При отсутствии отжига возрастает и напряженность намагничивания H.

Наиболее трудоемка заключительная операция— *шихтовка сердечника.* Сборка пластин встык пока осуществляется вручную. Сборка же вперекрышку (рис. 2.4) в массовом производстве делается на полуавтоматах, что снижает долю этой операции в общей трудоемкости изготовления до 20%. Лучшие отечественные полуавтоматы шихтуют до 500 сердечников (небольших размеров) в смену, кассеты пополняются прямо в процессе работы. Последние несколько пластин все же приходится дошихтовывать вручную.

В СССР проделана значительная работа по совершенствованию технологии ШС. Большой и интересный опыт накопили Минский и Бердский радиозаводы, Рижские ВЭФ и завод им. А. С. Попова, Рыбинский электротехнический завод и другие предприятия. Сейчас на передовых предприятиях в расчете на 100 пластин средних размеров трудоемкость при массовом выпуске составляет около 4 нормоминут. Ведется работа по снижению этой величины до 2.

4.2. Ленточные сердечники из холоднокатаной стали

Перед началом изготовления ЛС лента проходит предварительную подготовку. Дальнейшая технология различна для ЛС замкнутых и разъемных. Рассмотрим раздельно эти этапы.

Подготовка ленты. Она включает в себя разрезку ленты на полосы необходимой ширины, снятие заусенцев и грата с кромок, обезжиривание и очистку поверхности ленты и нанесение изоляционного слоя. Разрезка ленты по ширине производится только в тех случаях, когда ширина поставленной ленты не соответствует требуемой. При серийном изготовлении сердечников обычно используется широкая номенклатура лент, поставляемая металлургической промышленностью (см. табл. П3.1, § 3.1), и необходимость в разрезке ленты отпадает.

Обезжиривание и очистка поверхности ленты необходимы для того, чтобы обеспечить в дальнейшем равномерное

нанесение на ленту слоя изоляции, избежать науглероживания стали в процессе отжига и предохранить от загрязнения механизм разрезки ленты. Стальная лента поступает обычно весьма сильно загрязненной — тальком, окалиной, слоем затвердевшей минеральной смазки. Если лента относительно чиста, ее очиску можно производить после разрезки. (В ряде случаев качественные сердечники можно получить и из необезжиренной ленты.)

В опытном и мелкосерийном производстве распространен следующий способ обработки ленты. Перед очисткой ее вымачивают в течение 10—12 *час* в авиационном бензине. После стекания бензина и подсушки рулон ленты устанавливают на приспособление, где лента разматывается и пропускается со скоростью до 12 *м/мин* через ванну с бензином, по выходе из которой протирается от остатков загрязнений фетровыми прокладками. При наличии ржавчины ленту пропускают через 15%-ный раствор соляной кислоты. После промывки и протирки ленту высушивают либо нагретым воздухом, либо, после смотки ее в рулоны, в сушильном шкафу. Иногда бензин заменяют венской известью. До просушки ленту в этом случае промывают горячей водой.

Своеобразным является способ термовакуумного обезжиривания ленты, разработанный под руководством А. А. Кондрацкого. Рулоны ленты загружают в вакуумный сушильный шкаф, в котором нагревают до 350—400°С и выдерживают в вакууме (25×10^{-3} *мм* рт. ст.) в течение часа. При этом неорганические масла испаряются с поверхности ленты. Пары отсасываются форвакуумным насосом и конденсируются в отстойнике. Достоинствами этого способа являются простота и исключение огнеопасных токсических веществ, но он малопроизводителен.

Наиболее прогрессивен метод обезжиривания и очистки ленты при помощи ультразвука, осуществленный в СССР при крупносерийном изготовлении ЛС. Ленту предварительно протирают резиновыми протирами. Обезжиривание производится при температуре 70—80° С в воде, в которой при помощи ультразвукового генератора и никелевых вибраторов возбуждаются колебания с частотой 18—24 *кгц*. Лента со скоростью 5—16 *м/мин* протягивается на расстоянии до 1 *мм* от поверхности вибраторов, электрическая мощность которых составляет несколько киловатт. Ультразвуковое обезжиривание обеспечивает высокую

производительность, исключает пожароопасность, оздоровляет условия труда. После обезжиривания ленту протягивают через сушильную камеру. Отечественная установка (двухручьевая) типа ОЛ-1М, на которой производится ультразвуковое обезжиривание лент толщиной 0,35 *мм* и шириной до 50 *мм*, обеспечивает производительность до 1000 *м/час*. Ее вес 750 *кг*.

Разрезку ленты производят на дисковых (иногда — роликовых) ножницах. Ленту предварительно наматывают на бобину ножниц, откуда при разрезке подают к режущим элементам — дискам (роликам). (Создана установка, позволяющая разрезать ленту и непосредственно в рулонах.) Скорость движения ленты составляет 6—50 *м/мин*. На пути к дискам ленту хорошо пропустить через фетровые прокладки для снятия грязи. Резка ленты происходит под воздействием режущих кромок одной пары дисков, вращающихся навстречу друг другу. Оси дисков расположены так, чтобы режущие кромки заходили друг за друга на глубину, несколько большую, чем толщина разрезаемой ленты. Таким образом, чем толще лента, тем больше должна быть заходность дисков.

В направлении оси диски сдвинуты точно на ширину диска. Расстояние между кромками дисков равно требуемой ширине ленты. Диски изготовляются из инструментальной стали высокой твердости. Их боковые поверхности обрабатываются по I, II классу точности, 10-му классу чистоты. Для резки лент различной ширины нужно иметь набор ножей (дисков). Ножницы могут снабжаться несколькими парами режущих дисков, т. е. выполняться многоручьевыми. Такие ножницы более производительны, дают более высокое качество резки, чем одноручьевые, но более сложны в изготовлении. В настоящее время применяют ножницы с числом ручьев от 5 до 20. По мере износа диски заново шлифуют. Для сохранения плотного соприкосновения между дисками рабочей пары после шлифовки необходима возможность их перемещения вдоль оси. Соприкосновение ножей должно происходить под нажимом, тем большим, чем больше толщина разрезаемой ленты. Точность установки ножей, как и точность их изготовления, определяет величину заусенцев на ленте после резки. Современные конструкции ножниц обеспечивают получение заусенцев небольшой величины. Так, для лент толщиной 0,05 *мм* удается получить заусенцы величиной не бо-

лее 2—4 *мк*, для лент 0,08—0,2 *мм* — не более 4—8 *мк*. Точность соблюдения ширины ленты достаточно высока. При толщине ленты 0,35 *мм* разброс по ширине в производственных условиях не превосходит 0,3 *мм*. Прецизионная резка тонких лент обеспечивает точность резания ± 0,05 *мм*. Созданы конструкции ножниц, позволяющие резать ленту толщиной от 0,02 до 0,35 *мм* и шириной от 80 до 150 *мм* и более. Однако при переходе от более толстых к тонким лентам следует менять диски, иначе величина заусенцев увеличивается.

Лента после разрезки дисками подается лентопротяжным механизмом на приемные кассеты, щеки которых должны быть из мягких материалов, чтобы не портить кромку ленты. Вращение кассет и режущих дисков осуществляется одним приводом через различные кинематические передачи. Передача вращения на кассеты происходит через фрикционное звено, обеспечивающее выравнивание скорости резания и намотку ленты в кассеты путем автоматического изменения степени проскальзывания.

Указанным способом удается резать ленту толщиной вплоть до 0,01 *мм*. Однако более высокое качество тонких лент (0,02 *мм* и тоньше) может быть обеспечено, если при разрезке такие ленты сложить по толщине в многослойный пакет (до 5—8 слоев). Слои проклеивают и подпрессовывают на специальных валках. После резки разделение слоев производится расклинивающим устройством.

После разрезки производится снятие заусенцев и притупливание острых кромок ленты. Это необходимо для обеспечения плотного прилегания слоев ленты и уменьшения вероятности замыканий соседних лент, ухудшающих электромагнитные свойства сердечников. Указанные операции можно производить механическим путем, обычно с помощью абразивных камней. При этом лента со скоростью 10—15 *м/мин* пропускается последовательно через 2—4 камня с уменьшающейся зернистостью. Камни имеют дугообразные лунки, стенок которых касаются края ленты, протягиваемой с определенным натягом. Один камень удаляет заусенцы и притупляет кромку ленты с одной стороны (например, нижней), другой камень — с другой стороны (например, верхней). Вместо абразивных камней применяют и металлические ножи, также имеющие дугообразную режущую кромку. После обработки таким способом ленты толщиной 0,35 *мм* остающиеся заусенцы не превы-

шают по величине 2—3 *мк*, что вполне допустимо. Иногда ленту протягивают между двумя абразивными кругами, вращающимися в противоположных направлениях. Недостаток всех этих способов — износ (притупление) инструмента. В этом отношении более стойки металлические резцы.

Рассмотренные способы снятия заусенцев обеспечивают удовлетворительное качество для не очень тонких лент (0,05—0,08 *мм* и больше). Для обработки более тонких лент целесообразно, кроме того, применение подкатки на 1—2 *мк* между стальными валками высокой твердости.

Способ электрополировки практическое применение нашел в производстве сердечников из железоникелевых сплавов (см. § 4.3).

Нанесение склеивающе-изоляционного слоя. Применяются два различных способа изоляции ленты. В первом это делается при помощи эмали толщиной 5—10 *мк*, которая оплавляется затем в процессе отжига сердечников, что обеспечивает монолитность изготовленного сердечника и уменьшение шума при работе трансформатора. Слой наносится при протягивании ленты через ванну со скоростью 5—10 *м/мин*, при этом на ленте осаждается тот или иной состав из его водной суспензии. Затем при температуре 800—700° С эмаль оплавляется (а с одной стороны снимается), ленту охлаждают и наматывают на бобины. Такой процесс осуществлен в серийной установке типа СЛ-4М производительностью до 1000 *м/час* для лент шириной до 50 *мм* и толщиной 0,35 *мм*.

При втором способе изоляция склеивающих функций не выполняет. Монолитность сердечнику придается после отжига специальной пропиткой. Здесь нашел применение метод оксидирования ленты, т. е. создания на ее поверхности тонкого слоя окисла. Оксидирование производится до навивки в свободно свернутых рулонах, нагреваемых до 600° С и выгружаемых на воздух после выдержки при этой температуре в течение 1,5—2 *час*. Достоинством способа является простота и обеспечение высокого качества сердечников при разных частотах, вплоть до ультразвуковых.

Лента может изолироваться также с помощью керамических составов, по способу В. А. Антропова, с помощью растворов на основе бихромата аммония, гидрата окиси магния (с последующей пропиткой сердечников), метода напыления изоляционного порошка в электростатическом поле (в зоне коронного разряда).

Выбор конкретного изоляционного состава зависит от характера дальнейшего технологического процесса и режима отжига.

Способ катафореза нашел в основном применение для сердечников из специальных сплавов (см. § 4.3).

Из оплавляемой изоляции (первый способ изоляции ЛС) широко распространена стеклоэмаль № 29, несмотря на существенные недостатки. Она не выдерживает длительного отжига при нужных температурах (800° С и более), поэтому приходится ограничиваться коротким отжигом, порядка 20 *мин* (в полуокислительной среде), не дающим требуемого качества ЛС. Эмаль содержит 70% свинца, вредна для людей и вредно действует на ленту.

Более теплостойки (до 950° С) составы на основе жидкого стекла, например суспензии с кремневой кислотой, с двуокисью титана, окисью алюминия. Но и эти составы недостаточно технологичны, вызывают при резке сердечников усиленный износ инструмента, кроме того, гигроскопичны. Изоляция трудно снимается и ее приходится оставлять с двух сторон ленты.

Задача получения изоляционного слоя требуемого качества еще ждет своего решения. Ведутся работы по созданию бессвинцовистых оплавляемых эмалей. Возможен также отказ от оплавления изоляции и переход к способу последующей пропитки при использовании для изоляции состава на основе бихромата аммония.

От вида изоляции, толщины ленты и качества дальнейшего технологического процесса зависит величина коэффициента заполнения k_c. Так, у тороидальных ЛС она несколько выше, чем у прямоугольных. Изоляция эмалью и жидким стеклом дает несколько пониженные значения k_c по сравнению с оксидной изоляцией, составами на базе бихромата аммония. Значения коэффициента заполнения k_c для наиболее распространенных на практике условий приведены в табл.14.1.

Замкнутые сердечники. Замкнутые ЛС изготовляют методом навивки подготовленной ленты на металлических оправках. Тороидальные сердечники навивают на круглых оправках требуемого диаметра. Прямоугольные сердечники (для БТ, СТ и ЗТ) навивают на прямоугольных оправках, форма которых повторяет форму окна сердечника.

В крупносерийном производстве можно применить отечественное оборудование для изготовления разрезных

сердечников, если исключить операцию резки. Сейчас созданы комплекты КЛС для ленты толщиной 0,35 *мм* (см. ниже), создаются установки и для более тонких лент. Опишем возможные техпроцессы для опытного и мелкосерийного производства.

Изоляция ленты, если она не нанесена заранее, может осуществляться непосредственно при навивке путем протягивания ленты через камеру с молотым тальком или со взвешенным распыленным маршалитом.

Навивку сердечников производят на токарных или специальных станках. Для получения плотной навивки необходимо обеспечить достаточный натяг ленты — около 5—10 *кг/мм*^{2} для тонких лент и до 10—25 *кг/мм*^{2} для ленты 0,35 *мм*. При навивке прямоугольных сердечников желательно применять также обкатку сердечников прижимным роликом примерно с тем же усилием. Скорость навивки зависит от мощности станка и размеров сердечника и может составлять от 10—50 до 100 *об/мин* (для тороидальных сердечников и выше). Разработаны станки, не требующие натяжения ленты при намотке.

Отжиг. Навитые сердечники для снятия механических напряжений проходят операцию отжига. Во избежание деформации сердечник отжигают на тех же оправках, на которых они навивались. Снаружи они плотно охватываются формующими скобами. Скобы и оправки должны быть жаропрочны. Наилучшие результаты обеспечивает вакуумный отжиг или отжиг в очень чистом водороде. Вакуум составляет 10^{-2} — 10^{-3} *мм* рт. ст. Нагрев контейнера с сердечниками ведется до температуры 850—950° С, которая выдерживается 3—6 *час* в зависимости от размеров сердечников и садки. Охлаждение идет с печью со скоростью 100° С в час. При температуре 600° С вакуум снимается и контейнер сообщается с атмосферой для окисления (изолирования) кромок ленты. Если сердечники навивались из стали, не прошедшей первый отжиг на заводе-изготовителе (что в принципе приводит к лучшему качеству ЛС), температура отжига увеличивается до 1100—1150° С (лишь для стали Э310 она несколько меньше). При таких температурах возможно сваривание соседних слоев ленты, сгорание склеивающей эмали. Поэтому при использовании таких способов изоляции первый, высокотемпературный, отжиг лучше вести до навивки сердечника. Изготовленный подобным образом сердечник имеет маг-

нитные свойства, воспроизводящие исходные свойства материала (почти).

Очень высокое качество обеспечивает вакуумный (10^{-3} *мм* рт. ст.) отжиг в магнитном поле напряженностью

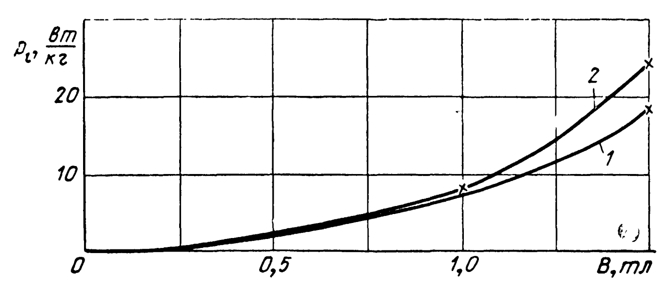


Рис. 4.1. О влиянии способа отжига на потери ленточных сердечников из холоднокатаной стали.

0,5—1 *а/см*. Температура отжига 1100° С, которая достигается сначала при быстром подъеме до 600° С и затем по 100° С на час. Выдержка при данной температуре 4 *час*. Охлаждение с печью до 400° С при скорости падения температуры 50° С/*час*. Величина $\mu_н$ у отожженных таким образом ЛС из стали Э360 поднимается до 4000 — в несколько раз больше, чем нормируется по ГОСТу. На практике, ввиду простоты осуществления, часто применяют безвакуумный отжиг сердечников, изготовленных из изолированной ленты, в том числе и весьма кратковременный (20 *мин* — 1 *час*) отжиг без укупорки сердечников. Полного восстановления свойств стали такие режимы не обеспечивают. Для иллюстрации на рис. 4.1 приведены кривые потерь в сердечнике при вакуумном (*1*) и кратковременном безвакуумном (*2*) отжиге. Есть сведения, что кратковременный отжиг не обеспечивает длительной стабильности магнитных свойств во времени.

Сердечники с изоляцией ленты оксидной пленкой из-за возможности сваривания ленты сколько-нибудь длительному безвакуумному отжигу подвергать нельзя. Температура и длительность упрощенных режимов отжига связаны с размерами сердечников и видом изоляционного состава. Так, маршалит и тальк допускают отжиг сердечников в любом режиме.

Пропитка. Сердечники с изоляцией ленты стеклоэмалями, прошедшие длительный отжиг, для приобретения необходимой механической прочности должны дополнительно покрываться склеивающим составом. Еще более целесообразна пропитка, если лента перед намоткой сердечника не покрывалась оплавляемым изоляционным слоем (тальк, оксидная изоляция). Пропитка производится после отжига. На монолитный пропитанный сердечник можно непосредственно, без защитных каркасов, накладывать обмотки, не опасаясь ухудшения его магнитных свойств. Однако такое ухудшение свойств может вызвать сама пропитка из-за возможных при этом механических напряжений. Например, пропитка эпоксидными компаундами приводит к росту потерь в сердечнике до 30% и намагничивающих токов — в 2,5—3 раза (максимально). Пропиточный состав поэтому должен быть достаточно эластичным. Лучшие показатели обеспечивают клей БФ-4 и лак ГФ-95, практически не влияющие на свойства сердечников (см. рис. 3.8). Сердечники с такой пропиткой не должны при эксплуатации иметь температуру выше 130—150° С.

Иногда у тороидальных сердечников после пропитки острые кромки снимают на токарном станке.

Разъемные сердечники. Разъемные ЛС изготовляют двумя принципиально различными способами: навивкой и резкой сердечника, штамповкой и гибкой ленты. Некоторое время назад казалось, что второй способ более перспективен для крупносерийного производства, первый — мелкосерийного [26]. Однако опыт показывает, что в обоих случаях первый способ нашел более широкое применение, хотя есть крупносерийные установки, основанные на втором способе изготовления сердечников. До конца вопрос о преимуществах того и другого способа нельзя считать решенным. Рассмотрим оба способа.

Разрезные ЛС — способ навивки и резки. Для получения этим способом разъемного сердечника навитый замкнутый сердечник разрезают на две половинки. Подобные сердечники получили название разрезных. Навивка и отжиг сердечников, предназначенных для резки, осуществляются точно так же, как и замкнутых сердечников. Режим отжига в этом случае сказывается на различии свойств сердечников в несколько меньшей степени. К склейке (пропитке) здесь предъявляются более высокие требования, поскольку необходимо обеспечить высокую монолитность сердечника,

исключающую какие-либо деформации половинок сердечника, образующихся после резки. Сначала рассмотрим технологию для опытного и мелкосерийного производства.

Пропитка. Необходимое качество, если монолитность сердечника обеспечивается этим способом, дает пропитка хорошо высушенных сердечников клеем БФ-4. Она осуществляется попеременно под вакуумом и под давлением в тренировочном режиме. Вязкость клея 80—90 *сек* по ВЗ-4. Вакуум 10—20 *мм* рт. ст., давление 2—4 *атм.* Каждый цикл длится около 5 *мин*, число циклов 3. Сушка ступенями при температурах 80, 100, 130° С с выдержкой по 1—2 *час.* После выпрессовки сердечники лакируются окунанием в клей вязкостью 180—200 *сек* в течение 15—20 *мин.* Заключительная сушка сердечников ведется при возрастающих тремя ступенями температурах от 60 до 140° С с выдержкой на этих ступенях от 1 до 2 *час.* Удовлетворительные результаты дает также пропитка модифицированным компаундом МБК-3, лаками ФЛ-98 (тонкие ленты) и МЛ-92 (лента 0,35 *мм*).

Сердечники с одним резом (рис. 2.21) можно пропитывать и лаком ГФ-95, обеспечивающим несколько меньшую механическую прочность. Наилучшую монолитность сердечников без ухудшения их электромагнитных свойств дает пропитка компаундом КП-10. Однако, по исследованиям Е. И. Фридман, после длительного теплового старения таких сердечников (при температуре 150° С) наблюдается заметный рост магнитных потерь (до 40%) и намагничивающих токов (до 80%). Пропитка компаундом КП-10 ведется под вакуумом 20—40 *мм* рт. ст. (15—20 *мин*) с последующей выдержкой при атмосферном давлении (15 *мин*). Сушка ведется при 125—150° С и продолжается всего 4 *час.*

ЛС для теплостойких т. м. м. можно пропитывать кремнийорганическими лаками К71, К55, хотя они и в большей мере снижают магнитные свойства сердечников (механическая прочность сердечников высокая).

Для условий крупносерийного производства при замене оплавляемой эмали другими составами с последующей пропиткой сердечников разрабатывается установка ультразвуковой пропитки и терморадиационной сушки. Длительность пропитки — 1—1,5 *час*, сушки — 3—4 *час.* Такая установка должна войти в комплект оборудования для механизированного производства ЛС.

Резка. Пропитанные или склеенные сердечники подвергаются разрезке. Операция резки очень ответственна, ибо оказывает наиболее глубокое влияние на качество сердечника — вводит неизбежный зазор в магнитную цепь и приводит к росту потерь на вихревые токи из-за замыкания соседних листов ленты в месте реза. Резка может быть произведена различными средствами: фрезой, анодно-механическим или электроискровым способами. Однако наилучшие результаты дает резка абразивными кругами — корундовым и, особенно, алмазным. Этот способ сейчас самый распространенный.

После резки кругами дополнительной обработки торцов сердечника обычно не требуется, достаточна легкая протирка мелкой шкуркой. Зазор в месте стыка половинок обеспечивается, при этом до 10—15 *мк* на сторону, что вполне приемлемо (при резке алмазным кругом — меньше). Для резки применяют круги средней твердости на вулканитовой связке с зернистостью 80, толщиной 1—1,5 *мм*, диаметром 300—200 *мм*. Скорость вращения круга 3000—5000 *об/мин*, подача 0,1 *мм* на один рабочий ход, скорость движения стола 30—40 двойных ходов в минуту.

Резку можно вести на заточном или специально приспособленных универсальных металлообрабатывающих станках. Разработаны также специальные станки для резки сердечников, обеспечивающие изменение режимов резания в широких пределах.

При резке сердечник закладывается в приспособление, между губками которого и сердечником устанавливаются стальные пластинки толщиной 1—2 *мм*, разрезаемые вместе с сердечником.

Недостаток обычных кругов — быстрый износ. В ОКТБ Комитета по делам изобретений и открытий при СМ СССР разработаны высокостойкие круги на металлической связке. Они будут опробованы и для изготовления ЛС.

Резка фрезой может производиться на фрезерном станке Толщина фрезы 1—2 *мм*, скорость вращения 75—200 *об/мин*. После резки фрезой для уменьшения зазора необходимо дополнительно обработать торцы сердечника торцовой фрезой или абразивным кругом. Для уменьшения замыканий лент по торцу режущий инструмент лучше подавать не сверху, а сбоку (в плоскости торца).

Известны различные фигурные формы реза (см. рис. 2.8) для улучшения стыковки и магнитных свойств сердечни-

ков. Но проведенные в СССР работы не выявили их заметных преимуществ, и они применения в отечественной технике не получили.

Готовые половинки сердечников комплектуются попарно и поступают на контроль качества, после чего окрашиваются и покрываются противокоррозионной смазкой.

Методом навивки изготовляют ЛС весом от единиц граммов до 15 *кг*.

Для *крупносерийного* механизированного производства разрезных ЛС в СССР разработаны комплекты оборудования типа КЛС, работающие совместно с комплектом КПЛ-1М для подготовки ленты (первая очередь для лент толщиной 0,35 *мм*, разрабатывается оборудование и для лент 0,08—0,15 *мм*). Комплект КЛС-1М создан для производства сердечников из лент шириной от 16 до 50 *мм*, комплект КЛС-2М — от 12,5 до 32 *мм* (здесь толщина навивки до 14 *мм*). Комплект КЛС-2М состоит из полуавтомата НМ-5М для навивки, пресса ППО-1М для перепрессовки оправок, установки КС-4М для отжига (со спеканием) и калибровки сердечников, полуавтомата РС-2М для их резки, пресса ПВО-2М для выпрессовки оправок, транспортера, станка СЗ-1М для снятия заусенцев с сердечников, стенда СК-1М для контроля сердечников и вспомогательного оборудования. Производительность оборудования — 120—190 сердечников в час, его обслуживают 6 человек, занимаемая площадь — 44 $м^2$ (дополнительно к комплекту КПЛ-1М). Разработка и внедрение этого оборудования позволили организовать в СССР централизованное производство ЛС.

Лента, поступающая в навивку, изолирована эмалью № 29. Отжиг сердечников безвакуумный, кратковременный, температура 900—950° С. Резка сердечников производится абразивными кругами с жидкостным охлаждением, чистота обработки — 7—8-й класс. Переналадка оборудования на различные типоразмеры сердечников относительно проста и занимает на полуавтомате резки не более 20 *мин*, навивки — 1,5 *час*. Полуавтомат навивки в своей первой модификации НМ-4 показан на рис. 4.2. Трудоемкость изготовления одного сердечника средних размеров составляет 5—8 *мин*, намечается ее снижение на 20—30%.

К сожалению, качество разрезных ЛС в крупносерийном производстве еще недостаточно хорошо. Особенно

сильно увеличиваются потери в сердечниках по сравнению с потерями исходной стали. Значения коэффициента увеличения потерь k_p приведены в табл. 14.3. Зарубежные данные говорят о меньшем ухудшении свойств материала в процессе изготовления (рост потерь на 50% и менее). В этом отношении предстоит проделать необходимую работу.

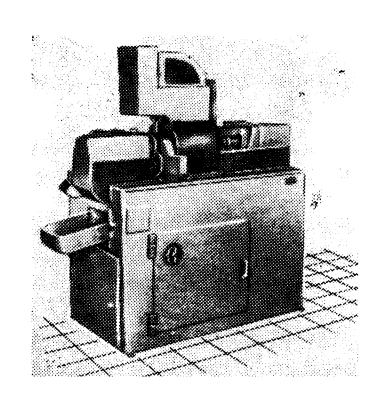


Рис. 4.2. Полуавтомат для навивки ленточных сердечников в крупносерийном производстве.

Разъемные сердечники — способ штамповки и гибки ленты. Этим способом изготовляется сразу полусердечник, часто называемый С-образным или *U*-образным сердечником. Способ состоит в следующем. Лента, покрытая склеивающе-изоляционным составом, на специальном станке рубится на отрезки разной длины с определенным шагом отсечки. Комплект таких пластин на полусердечник собирается в трапециевидный пакет (рис. 4.3) и поступает на пресс. С помощью матрицы и пуансона, размеры которых

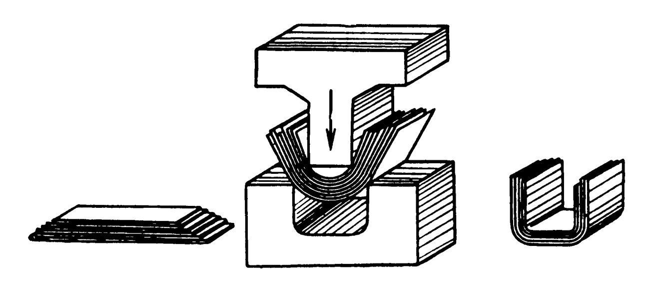


Рис. 4.3. Процесс изготовления разъемных ленточных сердечников методом штамповки и гибки ленты.

соответствуют размерам окна и наружного обвода сердечника, производится гибка пакета, в результате которой сердечник приобретает нужную форму (рис. 4.3). Гибка

происходит при высокой температуре (800—850° С), достаточной для оплавления изоляционной эмали, которая цементирует сердечник в единое целое.

Отжиг сердечников производится сразу вслед за гибкой или одновременно с ней. После отжига на фрезерном станке в специальном приспособлении производят обработку торцов, которые затем подвергаются шлифовке механическим или анодно-механическим способом. Обработка торцов совершенно необходима ввиду наличия сильной «гребенки» (рис. 4.3). Готовые полусердечники взаимозаменяемы.

Лучшее качество сердечников получается в том случае, когда грубая обработка торцов ведется до отжига. В этом случае фрезеровка торцов и отжиг сердечника ведутся в специальной кассете, в которую сердечник подается сразу после операции гибки и которая жестко фиксирует его конфигурацию. Гибка сердечника осуществляется при нормальной температуре, а склейка — во время отжига.

Методом штамповки и гибки в отечественной технике изготовляют сердечники весом до 1—3 *кг*. Очень тонкие ленты для этого способа непригодны. Над усовершенствованием его работал ряд советских специалистов — И. И. Иванов, Г. С. Гуськов, И. Б. Вольфсон. Под руководством последнего созданы линии, внедренные для централизованного производства разъемных ЛС из ленты толщиной 0,08 *мм*. Однако на сегодня преобладает мнение, что более перспективен метод навивки. Он и распространен шире.

Интересная технология для лент толщиной 0,15—0,2 *мм* и толще в рамках способа гибки разработана под руководством Ф. В. Урьяша и Л. Г. Шейхода. Сведена до минимума необходимость обработки торцов после гибки пакета, для чего в одном автомате совмещены функции рубки ленты и гибки пакета. После отрезки ленты и ее обжатия вокруг оправки подвижной нож, перемещаясь влево и вправо, подрезает ленту по строго фиксированной плоскости реза на обоих стержнях полусердечника. Лента при изготовлении сердечника таким способом испытывает меньшее воздействие механических напряжений. Появляется возможность осуществления фигурных торцов сложной формы для улучшения свойств собранного магнитопровода. После формовки пакета он проходит калибровку размеров и отжиг. В камеру отжига полусердечник поступает свободным от каких-либо оправок, скоб и т. д. В качестве склеивающе-

изоляционного состава ленты использована водная суспензия жидкого стекла с кремневой кислотой.

В целях перекрытия зазора разработана также технология, позволяющая получить полусередчники, «замком» входящие один в другой. Такой сердечник в различных стадиях изготовления показан на рис. 4.4. Он, однако, из-за удвоения индукции в местах перекрытия не имеет

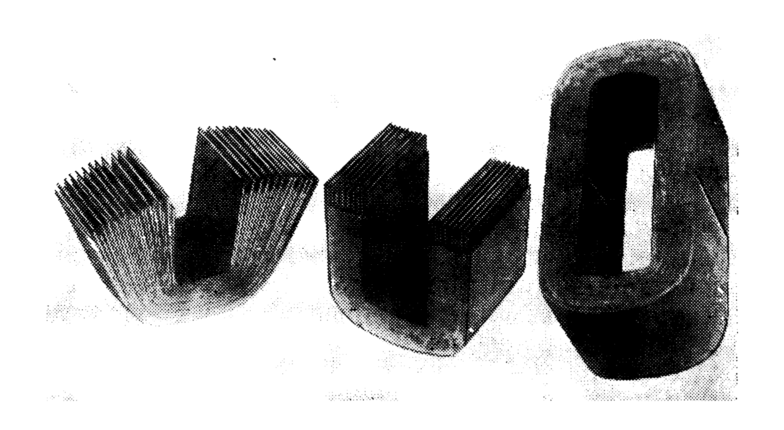


Рис. 4.4. Разъемный ленточный сердечник с сочленением полусердечников в замок в процессе изготовления.

преимуществ по сравнению с сердечником, плоскости которого хорошо обработаны. Лишь при дополнительном введении в «замок» ферромагнитного порошка качество сердечника повышается. Достоинством такого сердечника является легкость его сборки и крепления в трансформаторе. Широкого применения описанные специальные способы не получили.

4.3. Ленточные сердечники из железоникелевых сплавов

Сердечники из железоникелевых сплавов долгое время изготовлялись только в виде замкнутых, как правило, тороидальных сердечников. Однако теперь для специальных т. м. м. (см. гл. 16) успешно освоено изготовление

и разъемных сердечников. В отличие от ЛС из стали, разъемные сердечники из железоникелевых сплавов всегда изготовляют способом навивки и резки. В технологии изготовления этих сердечников много общего с рассмотренной выше, однако имеется и специфика, которую мы и рассмотрим.

Подготовка ленты. Лента из железоникелевых сплавов поступает от изготовителя относительно чистой. Она покрыта обычно лишь тонким слоем легко удаляемой смазки. Поэтому очистка ленты производится после ее разрезки по ширине и снятия заусенцев. Разрезка ленты рассмотрена в § 4.2 и дополнительных особенностей не имеет.

Снятие заусенцев. Снятие заусенцев может производиться описанным выше способом (§ 4.2). Подкатка применяется чаще и может сочетаться с предварительным прошкуриванием ленты наждачной бумагой. Более прогрессивным является способ электрополировки, особенно при обработке тонких лент (минимум 0,01 *мм*).

Разработанный Н. И. Матвеевым методом электрополировки лент в рулонах осуществляется следующим образом. Рулон ленты нужной ширины помещается в освинцованную медную трубку, охватывающую вставленный рулон с обеспечением между трубкой и рулоном хорошего контакта. Концы трубки подключаются к положительному полюсу источника постоянного тока, полируемый рулон становится анодом и осуществляется электролиз. Процесс сопровождается растворением в электролите заусенцев полируемого рулона. Для ускорения процесса он ведется при высокой плотности тока. Температура рулона должна быть ниже температуры электролита, поэтому должно вестись интенсивное охлаждение рулона через трубку.

Электрополировкой можно снимать заусенцы даже значительной величины (больше 10 *мк*). Однако для исключения излишнего растворения ленты желательно ограничивать величину заусенцев и тем сильнее, чем тоньше лента. Процесс электрополировки весьма производителен. Заусенцы в 10 *мк* удаляются в течение 5—10 *мин*. В зависимости от толщины ленты скорость электрополировки составляет от 600 до 3000 *м/час* при объеме ванны 3 *л*, токе 25 *а* и диаметре рулона 100 *мм*.

Обезжиривание и очистка. Ввиду большой чистоты железоникелевых лент обезжиривание и очистка их осуществляются легче, чем стальных. Предварительного

вымачивания здесь не требуется. Лента обезжиривается путем медленного протягивания через ванну с обезжиривающим раствором. Часто лента последовательно пропускается через черновую и чистовую ванны. На входе и выходе из ванн лента протирается фетровыми прокладками, после выхода из ванны просушивается. Иногда в ванну устанавливают ролики, вращающиеся встречно движению ленты и несущие волосяные щетки, дополнительно очищающие ленту. Ролики могут также выполнять роль направляющих элементов.

Обезжиривающими составами могут быть бензин, ацетон, четыреххлористый углерод. Последний не пожароопасен, и в этом заключается его существенное преимущество. Однако его пары очень ядовиты, что требует принятия сугубых мер предосторожности (интенсивная приточно-вытяжная вентиляция и др.).

Очень часто операция очистки ленты совмещается с операцией снятия заусенцев, и обе операции осуществляются последовательно на одной установке.

Способы изоляции ленты. Изоляция ленты из железоникелевых сплавов должна отвечать дополнительному требованию по сравнению с изоляцией стальной ленты — она должна быть более жаростойкой, поскольку отжиг сердечников в этом случае идет при более высоких температурах (превышающих 1000° С). Взаимодействие материалов изоляционного слоя с магнитным материалом здесь особенно нежелательно, ибо при этом свойства материала ухудшаются существенно. В то же время к ЛС для т. м. м. не предъявляется столь высоких требований, как, скажем, к ЛС для магнитных усилителей. Поэтому здесь возможны некоторые упрощения по сравнению с технологией изготовления последних. Вопрос о способах изоляции тесно связан с вопросом о навивке сердечников, поскольку нанесение изоляции чаще всего производится непосредственно в процессе навивки. Известны применявшиеся на разных этапах следующие способы изоляции: электрофорезная изоляция, припудривание ленты тальком, механическое нанесение на ленту различных суспензий. Из таких суспензий известны взвесь молотого песка в смеси кремнийорганического эластомера и бензина (ЭОК), смесь с кремнийорганическим лаком и толуолом окиси магния (состав симатол) или двуокиси титана (состав тиситол). В случае пленочно-керамической изоляции навивка и изоляционное покрытие

ленты могут производиться раздельно. По исследованиям И. А. Шварца, этот метод не обеспечивает высокого качества сердечников и его следует применять при пониженных требованиях (а также для ЛС из сталей Э3...).

Процесс электрофореза состоит в анодном (анафорез) или катодом (катофорез) переносе под воздействием электрического поля на поверхность ленты изолирующего вещества, находящегося в состоянии суспензии в смеси органического растворителя и стабилизирующего состава. Известны суспензии кремневой кислоты (двуокиси кремния) в ацетоне, более новые — окиси магния в четыреххлористом углероде, окиси алюминия в метиловом спирте. Стабилизаторами являются раствор коллоксилина, олеиновая кислота и др. Толщина покрытия составляет несколько микронов.

Наилучшее качество сердечников обеспечивают электрофорезные способы. Напряжение между лентой и вторым электродом составляет при магнезиальной суспензии 100—150 *в*, кремневой — 20—60 *в*. Скорость движения ленты через ванну с суспензией от долей метра до 6 *м/мин* и более.

Магнезиальная суспензия меньше действует на материал ленты в процессе отжига, в чем ее основное преимущество. Технология нанесения теплостойких изоляционных покрытий для ЛС высокого качества установлена нормалью НО.054.024.

Известен также способ нанесения на ленту изоляции методом механического накатывания (для лент толще 0,02 *мм*). В качестве изоляционного состава используется водная суспензия окиси алюминия и окиси магния, причем отношение окислов составляет 4 : 1. Лента предварительно обезжиривается пропусканием по ней тока, а после нанесения изоляции таким же способом высушивается. Достоинства способа — пожаро- и взрывобезопасность, отсутствие вредных для персонала компонентов среди используемых материалов.

Известен также метод опыления ленты маршалитом в пылевой камере. Изоляция ленты путем оксидирования осуществить не удается, так как при последующем отжиге происходит воздействие окислов железа и никеля на ленту и сваривание ее смежных витков.

Особое место занимает сплав 16ЮХ (алфенол). Лента из этого сплава имеет естественную пленку окисла и допол-

нительной изоляции не требует. После отжига сердечник закаливается в масле.

Навивка сердечников. Навивка происходит на специальных установках обычно одновременно с нанесением изоляционного слоя. Усилие натяга ленты при навивке около 10 *кг/мм*². При навивке больших сердечников его можно доводить до 40—60% от сопротивления разрыву.

Навивка сердечников с электрофорезной изоляцией происходит на электрофорезных установках со скоростью несколько метров в минуту. Установки могут быть с вертикальным и горизонтальным ходом ленты. В первом случае уменьшаются габариты установки и оказывается возможным некоторое увеличение скорости движения ленты. Однако равномерность нанесения слоя изоляции при этом ухудшается. Современные установки снабжены специальными регуляторами натяга, воздействующими непосредственно на наматываемый участок ленты, автоматическими системами слежения за правильностью укладки ленты, счетчиками витков ленты, автоматическими остановами по окончании навивки заданного диаметра сердечника и т. д.

Отжиг сердечников. Качественный отжиг сердечников может быть произведен только в вакууме или в очень чистом водороде. Исследованию режимов отжига ЛС посвятили свои труды ряд советских специалистов, среди которых много сделавший П. Л. Стрелец.

Рекомендуемые режимы отжига сердечников в вакууме (10^{-3} *мм* рт. ст.). приводим в табл. 4.1. Скорость нагрева

Таблица 4.1

Режимы отжига ЛС из сплавов

Сплав	Температура отжига, °С	Выдержка, *час*	Скорость охлаждения, °С/*час*	Температура извлечения контейнера из печи, °С
50Н	1100	1—1,5	100	600 *
80НХС	1000—1100	2—4	100	400 *
79НМ	1000	2—3	200	20—50
33НКМС	1100	3	100	150 **

* С помещением на 1 *час* в воду, а затем на воздух.

** При температуре 800° С в контейнере создается магнитное поле (10—15 *а/см*).

200—250° С/*час*. Время выдержки устанавливается в зависимости от размеров ЛС. Для сравнения на рис. 4.5 приводим режимы отжига для сплавов анистер и пермимфи (см. § 3.1), рекомендуемые французской фирмой Imphy.

Особенно высокие свойства получаются при вакуумном отжиге в магнитном поле (0,5—1 *а/см*). Величина $\mu_н$ увеличивается на 15%, а у такого сплава, как 35НКХСП,—

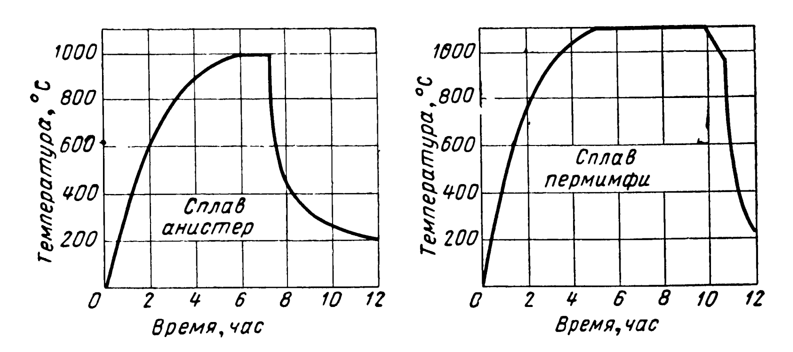


Рис. 4.5. Режимы отжига зарубежных сплавов.

гораздо больше, причем потери уменьшаются в 2—3 раза. Многократный отжиг вреден. Для отжига применяются печи специальной разработки или приспособленные печи ЦЭП-301, ОКБ-704.

Прочие операции. Пропитка сердечников перед резкой осуществляется клеем БФ-4 вязкостью 80—90 *сек* по ВЗ-4 в следующем режиме: сушка при 100° С — 1 *час*, сушка под вакуумом (10—15 *мм* рт. ст.)— 30 *мин*, пропитка при троекратном чередовании вакуума (720—740 *мм* рт. ст., в течение 7—10 *мин*) и давлении 2—3 *атм* (в течение 3—5 *мин*), сток излишков клея — 1 *час*, сушка при 80° С — 2 *час*, при 100° С — 1 *час*, при 130° С — 2 *час*.

Сердечники, подлежащие резке, покрываются затем кистью или окунанием тонким слоем эпоксидного компаунда с добавкой жидкого тиокола (10%) и отвердителя — полиэтиленполиамина (8%). После покрытия — сушка при 20° С в течение 4 *час* и при 100° С в течение 2 *час*. Эти режимы обеспечивают полную сохранность магнитных свойств материала. Даже последующая намотка катушек непосредственно на сердечники, пропитанные этим способом,

не оказывает влияния на их свойства (см. рис. 3.8). Лишь очень маленькие сердечники (наружным диаметром до 30 *мм*) необходимо и после пропитки помещать в защитный каркас.

Качественная *резка сердечников* обеспечивается только абразивными кругами (см. § 4.2).

Процесс обработки сердечников из железоникелевых сплавов (особенно резка) оказывает на свойства сердечников более сильное влияние, чем на свойства сердечников из трансформаторной стали. Так, удельные потери в сердечниках растут в 1,5—3 раза (см. табл. 14.3). Если не обеспечить очень высокого качества плоскости реза, то упадет эффективная магнитная проницаемость сердечника (см. § 4.4), причем заметно.

4.4. Технология ленточных сердечников и их свойства

О конструкторско-технологических характеристиках ЛС и их сравнения с ШС говорилось в § 2.2, 4.1, 4.2 (см. также § 11.12). Одним из принципиальных преимуществ ЛС является возможность использования тонких лент (0,1 *мм* и тоньше), что невозможно у ШС и что весьма эффективно для т. м. м. повышенной и высокой частоты и импульсных (табл. 3.2). Себестоимость изготовления разъемных ЛС пока несколько выше, чем ШС, хотя вопрос этот остается дискуссионным.

Принятая технология, как и толщина материала, влияют на такую важную характеристику, как *коэффициент заполнения сечения сердечника* магнитным материалом $k_{\text{с}}$ (сокращенно — коэффициент заполнения сердечника). Об этом говорилось в § 4.2 и 4.1. Характерные значения $k_{\text{с}}$ для ЛС (как и ШС) при разной толщине материала приведены в табл. 14.1.

Коснемся теперь *магнитных свойств*. Принципиально *у замкнутых* ЛС при соблюдении должной технологии можно полностью воспроизвести свойства исходного материала. Надо соблюсти и еще одно условие — обеспечить возможно меньшую разницу длин крайних магнитных линий (наружной и внутренней) $l_{\text{с}\ max}$ и $l_{\text{с}\ min}$. Иначе заметно увеличивается индукция на внутренних участках сечения при уменьшенной на крайних участках. Это приводит

к увеличению необходимой намагничивающей силы и потерь в сердечнике. Желательно иметь

$$l_{c\,max}/l_{c\,min} \leqslant 1{,}5. \qquad (4.1)$$

На практике во многих случаях некоторое ухудшение магнитных свойств все еще наблюдается. Если величины $\mu_н$ и H_i можно принимать непосредственно по свойствам материала (см. § 3.1, табл. П3.3, П3.4), то для расчета потерь p_c приходится вводить коэффициент увеличения k_p, возрастающий с увеличением частоты и уменьшением толщины ленты. Значения k_p в функции этих условий приведены ниже в табл. 14.3.

У разъемных сердечников неизбежно ухудшение всех магнитных характеристик даже при соблюдении условия (4.1). Зазор в магнитной цепи вызывает падение эффективной магнитной проницаемости и возрастание эффективной напряженности намагничивающего поля $H_э$ или, в конечном счете, намагничивающего тока (см. § 5.2). Различные воздействия на сердечник при изготовлении, и особенно резка, приводящая к замыканию ленты по поверхности реза, вызывают *рост потерь в сердечнике* в k_p раз. Рост потерь можно уменьшить, производя специальную дополнительную обработку торцов (например, травление). Несколько помогает и притирка поверхностей абразивами. Но все это усложняет технологию и широкого распространения не получило.

При очень хорошей технологии для ЛС из холоднокатаной стали можно добиться значений k_p около 1,1 при частоте 50 *гц* и 1,15 при частоте 400 *гц*. Однако в заводских условиях, даже при достаточно отработанном процессе производства, эти значения возрастают до 1,3—1,4. При существующих в настоящее время условиях централизованного производства ЛС эти значения еще выше: 1,5—2,2. С ростом частоты и снижением толщины ленты величины k_p несколько растут. Известно также, что рост потерь заметнее у маленьких сердечников, и наоборот. Приведенные цифры относятся к сердечникам средних размеров. Для разрезных ЛС из железоникелевых сплавов увеличение потерь больше и значения k_p возрастают дополнительно.

Значения k_p для разрезных (разъемных) ЛС из материалов разных марок и толщин приведены в зависимости от частоты в табл. 14.3.

Зазор в сердечнике при очень хорошей обработке торцов можно свести до величины $\delta_c = 5$ *мк* (на сторону). Чем больше размеры сердечника, тем труднее обеспечить малый зазор. У больших сердечников он достигает 40 *мк* (при отработанной технологии). В среднем практически обеспечиваются зазоры 15—30 *мк*. Некоторые зарубежные фирмы нормируют этот зазор (например, в США — 25 *мк*).

Степень возрастания намагничивающего тока I_0 при данном зазоре зависит от размеров сердечника и величины индукции. При малых размерах и индукциях ток I_0 возрастает в несколько раз (по сравнению со случаем замкнутого сердечника), при больших — всего на 5—20%. Иначе говоря, соответственно падает эффективная магнитная проницаемость $\mu_э$. Легко получить

$$\mu_э = \frac{1}{\frac{1}{\mu} + \frac{2\delta_c}{l_c}}, \qquad (4.2)$$

где μ — проницаемость материала; l_c — длина средней магнитной линии.

Видно, что влияние зазора определяется кроме размеров l_c еще самой величиной μ. Поэтому для железоникелевых сплавов падение $\mu_э$ особенно заметно (по сравнению со случаем стали). Так, при зазоре 2×15 *мк* величина эффективной начальной проницаемости $\mu_{эн}$ сердечника средних размеров из сплавов 80НХС, 79НМ падает по сравнению с величиной $\mu_н$ в 3—10 раз. Если такие снижения недопустимы, торцы сердечника подвергают тщательной шлифовке (притирке), позволяющей получить зазоры до 3 *мк* и добиться снижения μ всего на 10—15%.

Отметим, что у замкнутых ЛС, даже при использовании нетекстурованных материалов, величина $\mu_э$ выше, чем у ШС. Так, у сердечников из железоникелевых сплавов величина $\mu_{эн}$ может быть выше в два раза (максимально), а у сердечников из трансформаторной стали — на 30%.

При больших индукциях рост тока I_0 по сравнению с идеальным замкнутым сердечником у разрезных ЛС оказывается меньше, чем у ШС, из-за меньшей величины эквивалентного зазора. У ШС этот зазор обусловлен удвоением индукции в зоне стыка и составляет условно 20—60 *мк*.

4.5. Катушки трансформаторов

Для катушек, конструкции и изоляция которых описаны в § 2.4, 3.5, принята такая схема изготовления: изготовление каркаса или гильзы, заготовка слоевой и межобмоточной изоляции, намотка катушек с одновременной прокладкой изоляции и выполнением выводных концов, пропитка или заливка катушек (если они предусмотрены), сочленение катушек с сердечником (см. § 2.7). Пропитка и заливка могут делаться и после сборки трансформатора.

Изготовление каркасов и гильз. Каркасы, гильзы и иные *детали из прессматериалов* прессуются или отливаются. Путем горячего прессования при температуре 150—200° С и давлении 450 *кг/см*^{2} прессуются порошки К41-5, К21-22, порошок фторопласта, полиэтиленовая крошка. Последняя, а также порошок К21—22 могут отливаться, как и полиамидные смолы — № 68, капрон (нейлон). Более высоких давлений требует прессматериал АГ-4. Время прессования составляет 0,5—1 *мин/мм*.

В щеках каркасов желательно иметь технологические отверстия для облегчения пропитки катушек.

В массовом производстве для т. м. м. наименьшей стоимости выгодны *сборные каркасы* из электрокартона. Картон режут на полосы гильотинными ножницами. Стенки и щечки штампуют на прессах или пресс-автомате А-840, дающем производительность до 100 тыс. деталей в смену.

Гильзы навивают из кабельной бумаги с проклейкой казеиновым клеем, для навивки созданы автоматы. Затем гильзы пропитывают. Для многошпульной намотки маленьких катушек целесообразно штамповать шпули из картона с гибкой его на оправках и соединением в замок. При механизированном производстве время изготовления одной гильзы составляет около 0,2 *мин*.

Лепестки для выводов вырубают на прессах. Их можно крепить на картонной ленте. Вырубка и крепление одного лепестка на специальном автомате занимает менее 1 *сек*.

Заготовка изоляции для катушек из провода. При использовании бумаги ее рулоны режут на полосы, полосы на заготовки, заготовки бахромируют. Для условий крупносерийного производства наиболее пригодна резка бумаги на бобинорезках (скорость до 20 *м/мин*) или — лучше — на бумагорезательных машинах. Машина БЛП дает скорость резки до 140 *м/мин*. Для заготовки полос исполь-

зуется машина БРП-2, работающая в полуавтоматическом цикле. Автомат П-171 для бахромирования бумаги позволяет регулировать шаг и глубину насечки (производительность до 26 *м/мин*).

Для резки и зачистки монтажного провода ПМВГ применяют полуавтомат ЛМ-1 производительностью около 10 тыс. выводов в смену. Заготовка провода МГШВ пока не механизирована.

Намотка катушек из провода. Намотка производится на станках рядовой намотки со скоростью до 1500—3000 *об/мин* (о тороидальной намотке см. ниже). Современные станки обеспечивают одновременную автоматическую укладку слоевой изоляции (иногда это делают вручную). Намотка в каркасы дает более плотную намотку, но не позволяет мотать одновременно более двух-трех катушек. Бескаркасная намотка позволяет мотать одновременно 3—7 катушек силовых т. м. м., а для маленьких — до 12, исключая случаи очень тонких и толстых проводов (станок ЛМ-6). Намотка в этом случае идет на длинную бумажную шпулю, которую затем режут на нужное число частей.

Вопрос о целесообразности того и другого вида намотки длительное время дебатировался. В настоящее время пришли к таким выводам. Каркасная катушка имеет лучшее качество, более надежна. Трудоемкость ее изготовления в целом не выше, чем бескаркасной (даже при многошпульной намотке последней), а если освоить двухкатушечную намотку с автоматической прокладкой изоляции, будет и ниже. Лишь для малых катушек с большим числом витков вывод обратный.

Лучшими для намотки каркасных катушек являются сейчас станки ПР-159 (провод диаметром до 0,6 *мм*) и М-350А (большие диаметры).

Время на изготовление одной катушки колеблется от 3 до 40 *мин* в зависимости от вида и размеров катушки. Например, для силового т. м. м. наименьшей стоимости средней мощности это время при массовом выпуске составляет около 15 *мин*.

Для высоковольтных катушек иногда применяют намотку пирамидкой — укладку каждого витка между двумя витками предыдущего слоя, непосредственно предшествующими укладываемому витку по схеме намотки. Это позволяет снизить межслоевые напряжения до значений нескольких витковых напряжений (в зависимости от числа слоев)

и обойтись без слоевой изоляции при высокой надежности катушки, а также снизить собственную емкость катушек.

Тороидальные сердечники обматываются на станках тороидальной намотки. Комплекс отечественных станков позволяет наматывать провода диаметром от 0,015 до 2 *мм*. Намотка осуществляется круговым челноком, проходящим через внутреннее окно сердечника. Скорость намотки 250—300 *об/мин*, работают над ее увеличением. После намотки в окне неизбежно остается отверстие диаметром δ, определяемое данными челнока. Основные параметры ряда тороидальных станков приведены в табл. 4.2.

При намотке катушек неизбежна некоторая неплотность укладки витков, характеризуемая *коэффициентом укладки* $k_{\text{укл}}$, а также явление выпучивания проводов, характеризуемое *коэффициентом разбухания* $k_{\text{разб}}$. Значения $k_{\text{укл}}$ и $k_{\text{разб}}$ для рядовой намотки даны на рис. 6.3.

Специальные виды намоток (для уменьшения паразитных емкостей и др.) мы не рассматриваем, отсылая читателя к литературе [70, 104, 105]. Подробно технология намотки катушек оговорена нормалью НО.054.038.

Изоляция катушек осуществляется в соответствии с материалами § 2.4, 3.5. В § 3.3 говорилось об особенностях намотки катушек проводом с термопластичным слоем ПЭВД.

Величина $k_{\text{ок}}$ проволочных катушек зависит от многих факторов (§ 14.3) и лежит в пределах 0,1—0,45.

Галеты для галетных трансформаторов наматывают на оправках. Провод проклеивается, обомтка высушивается и снимается с оправки достаточно прочной. Затем к обмоткам галет приклеивают контактные колодочки, к контактам которых припаивают концы галет. Первичная обмотка и галеты вторичной обмотки обволакиваются компаундами или лаками.

Намотка фольговых катушек. Технология катушек из *медной* фольги находится в стадии разработки. В частности, прорабатываются способы нанесения на фольгу изоляции (керамической, бихромата аммония), опрессовки и запечки катушки до ее сборки с сердечником.

Катушки из *алюминиевой* фольги уже внедрены в серийное производство (например, для силового т. м. м. одного из типов телевизоров). Технология их изготовления такова: фольгу анодируют, режут на полосы нужной ширины,

Таблица 4.2

Основные параметры ряда тороидальных станков

Тип станка	Наименьшая величина δ-δ_{TT}, *мм*	Диаметр наматываемого провода, *мм*	Высота намотки, *мм*		Величина δ при H_{max}, *мм*	Наружный диаметр после намотки, *мм*	
			при δ-δ_{TT}	максимально возможная H_{max}		максимум	минимум
СНТ-2	1,8	0,1—0,2	1,4	4	1,4	—	4,5
СНТ-5	5,2	0,04—0,1	6	14	12	10	20
СНТ-5М	5	0,05—0,25	12	15	7	—	85
СНТ-8	8	0,05—0,25	10	40	25	20	85
СНТ-10	10	0,1—0,5	30	48	42	—	120
СНТ-12	12	0,15—0,4	15	60	40	20	120
СНТ-14	14	0,2—0,7	40	60	18	—	120
СНТ-40	40	0,6—2,2	100	126	45	—	200
ПНТ-1	25	0,4—2	25	100	—	35	300

Примечание. Имеются и другие типы станков.

наматывают галеты с их последующей пропиткой, контролируют и выжигают возможные короткозамыкающие перемычки. Для осуществления этого процесса разработан комплект отечественного оборудования (толщина фольги от 0,02 до 0,2 *мм*, ширина от 4 до 20 *мм*). Анодирование ведут на многоручьевой установке АФ-1. Анодирование состоит в покрытии фольги слоем окиси алюминия. Это делают в электролитической ванне со скоростью протяжки фольги 5—15 *м/мин*. Затем ленту промывают, сушат и сматывают в бобину.

Режут фольгу на станке РФ-1 со скоростью от 2 до 36 *м/мин*. Каркасы для галет прессуют из порошка К-18-2, а сами галеты наматывают на станке НГ-2 со скоростью 30—300 *об/мин*. Здесь же после автоматического останова при намотке нужного числа слоев с помощью ультразвуковой установки привариваются выводные лепестки. Производительность около 300 галет средних размеров в смену. Галеты пропитывают окунанием в полиамидный лак и сушат в течение 30 *мин* при 50—60° С. Контроль галет и выжигание перемычек ведут на установке КУВ-1 производительностью до 3000 галет в смену. В галете индуцируется э. д. с. (несколько *в/виток*) частотой несколько килогерц.

Фольговые катушки обеспечивают получение высоких значений $k_{\text{ок}}$ — до 0,6 и больше. Трудоемкость изготовления катушек из алюминиевой фольги пока существенно выше, чем проволочных (свыше 50 *мин* на катушку средних размеров с резкой и анодированием).

Пропитка катушек. Применяемые лаки и компаунды описаны в § 3.5. Перед пропиткой катушку прочищают от пыли, например, сжатым воздухом. Для пропитки *лаками* разработано несколько типовых технологических процессов (нормаль НО.054.054) в зависимости от вида лака и числа пропиток (до трех). Третья пропитка, если она есть, делается окунанием. Во всех случаях до пропитки катушку сушат в автоклаве при температуре 70° С сначала при атмосферном давлении, затем под вакуумом 40 *мм* рт. ст. (по два часа). Перед первой пропиткой катушку выдерживают в лаке при нормальном давлении около 15 *мин*. Перед второй пропиткой выдержка составляет около 3 *мин*, после чего лаку дают стечь в течение 30 *мин*. После каждой пропитки (до начала сушки) катушки выдерживают в течение 1—2 *час* при 70° С и нормальном давлении. Первая про-

питка ведется при давлении 3 *атм* в течение 2—5 *мин* (лаком ПФЛ-8В в течение 5—10 *мин*), для лаков 447М, МЛ-92 ЭФ-3БСУ, К-47 этому предшествует пропитка при 1 *атм* (2—5 *мин*). Весь этот цикл осуществляется 1—2 раза. Сушка идет сначала в вакууме при 70 °С (250 и 40 *мм* рт. ст. по 1,5 *час*), затем в сушильном шкафу.

Вторая пропитка для лаков АФ-17 и ФЛ-98 ведется, как и первая, для лака ПФЛ-8В — окунанием, для остальных лаков — под вакуумом 40 *мм* рт. ст. (3—5 *мин*). Сушка после второй пропитки производится так же, как после первой с небольшими изменениями времени выдержки (для лака ПФЛ-8В повторная вакуумная сушка не проводится). Заключительная сушка ведется в сушильном шкафу. Затем при пропитке лаками К-47, ЭФ-3БСУ катушки покрывают эмалями ПКЭ-19, ПКЭ-14, лаками МЛ-92, ПФЛ-8В — эмалями СБ-1С, лаками 447М, АФ-17, ФЛ-98 — эмалями ОЭП-4171-1, ОЭП-4173-1 (при трехкратной пропитке) и ГФ-92ГС (при одно- и двукратной). Режимы сушки пропитанных лаками катушек с указанием разбавителей и числа пропиток приведены в табл. 4.3.

Для т. м. м. наименьшей стоимости массового выпуска лучшим по совокупности характеристик признан лак МЛ-92. Предполагается осуществить прогрессивную технологию пропитки при помощи ультразвука, для чего разрабатывается специальная механизированная линия. В пропиточной ванне создаются колебания на частоте около 20 *кгц* при помощи ультразвукового генератора, пропитка идет очень быстро (5—15 *мин*), без вакуума, обеспечивая хорошее проникновение лака внутрь катушки и высокое качество катушек даже средних размеров. Лак в ходе процесса разогревается, поэтому требуется охлаждение его.

Для небольших т. м. м. того же назначения с малым нагревом рекомендуется применять церезин. Пропитка идет разогретым церезином (около 130° С), под вакуумом (10—20 *мм* рт. ст.) пропитка идет лучше.

Иногда для пропитки применяют лак 100АСФ (например, в унифицированных силовых т. м. м. наименьшего веса). Разбавителем является толуол. Пропитка ведется по тому же режиму, что и лаком АФ-17, а сушка после пропитки — по режиму: 2—3 *час* на воздухе, 2 *час* в шкафу при 120° С. Такой режим пропитки и сушки повторяется дважды, после чего следует заключительная сушка при 120° в течение 8 *час*.

Таблица 4.3

Сведения о режимах пропитки и сушки катушек

Лак	Разбавитель	Число пропиток	Температура сушки, °С	Выдержка, *час* *		
				после 1-й пропитки	после 2-й пропитки	последняя сушка
447М	Бензин, скипидар или его смесь с уайт-спиритом	1—3	110	7	7	7
МЛ-92	Скипидар, уайт-спирит или их смесь	1—2	110	10	10	—
ЭФ-3БСУ	Бензин, бензин со скипидаром**	2—3	120 185	1,5 10	2,5 10	2,5 14
К-47	Этилцеллозольв	2—3	120 185	2—3 6	2—3 8	2—3 8
АФ-17	Ксилол	2—3	130	5	8	15
ФЛ-98	То же с уайт-спиритом	2—3	130	5	8	15
ПФЛ-8В	—	1—2	125	4	4	—

* Не менее.
** Требуется добавление сиккатива.

Подчеркнем, что пропитка *компаундами* обеспечивает более высокое качество, чем лаками, поскольку отсутствует растворитель. Особое место по своим технологическим свойствам занимают пропиточные компаунды КП (см. § 3.5), применение которых сокращает производственный цикл пропитки и сушки катушек в несколько раз по сравнению с другими составами. После предварительной сушки при 80—100° С (2,5—2 *час*) режим ведется следующим образом: двухкратная пропитка под вакуумом 20—40 *мм* рт. ст. (15—20 *мин*) и при атмосферном давлении (15 *мин*); сушка при 125° С — 1 *час* (этот цикл может быть повторен); заключительная сушка и полимеризация при 125° С — 3 *час*.

Высокую влагостойкость и другие преимущества обеспечивает пропитка компаундами МБК и эпоксидными. Перед использованием компаундов для пропитки в их основу — смолу — вводят катализаторы полимеризации (различные перекиси, диметиланилин и др.); отвердители (полиамины, ангидриды и др.); пластификаторы, увеличивающие эластичность и в ряде случаев жизненность компаундов (дибутилфталат, трикрезилфосфат и др.). Наполнители не вводятся. Для уменьшения вязкости и повышения срока жизни компаундов целесообразно также введение реактивных разбавителей, например бутилглицедилового эфира.

Отвердители — часто наиболее токсичные компоненты компаундов. Наиболее распространенные отвердители — малеиновый и фталевый ангидриды, причем первый несколько более токсичен. Пластификаторы возможны как химически не связанные с основой (дибутилфталат и аналоги), так и связанные (полиэфиры). Первые со временем могут выпотевать из компаундов.

По способу полимеризации (отверждения) различают компаунды горячего и холодного отверждения. Горячее отверждение обеспечивает более высокое качество пропиток (и заливок). Эпоксидные компаунды горячего отверждения создаются преимущественно на основе смол ЭДЛ и ЭД-6, холодного отверждения — смолы ЭД-5, которая менее вязка, с добавкой полиэтиленополиамина. Для осуществления холодного отверждения компаунда МБК в него вводят перекись бензоила и диметиланилин с сиккативами.

Сейчас из пропиточных компаундов распространены ЭПК (ЭПК 1, 4, 5, 6), выбор которых и режимы пропитки которыми установлены нормалями НО.014.000 и НО.054.003. Приведем примерный режим пропитки. Катушки при температуре 70° С прогреваются и высушиваются в автоклаве под вакуумом (5—10 *мм* рт. ст.) в течение 2—6 *час* в зависимости от их конструкции и размеров. Допустима иногда сушка и без вакуума (при 100—120° С), но это менее желательно. Компаунд для пропитки подается без снятия вакуума. Режим пропитки состоит из двух циклов чередования указанного вакуума (15—30 *мин*) и давления 3—4 *атм* (5—10 *мин*). После стекания компаунда ведется полимеризация при температуре 120° С (3—4 *час*). При необходимости получить особенно высокое качество пропитки приведенный процесс повторяют, причем полимеризацию ведут по режиму: 100° С — 2 *час*, 120° С — 8 *час*,

140° C — 4 *час.* (Режимы полимеризации зависят от вида компаунда.)

Принципиально так же ведется пропитка компаундом МБК, но при температуре около 20° С. Полимеризация идет при 70° С (10—18 *час*) и 110—135° С (4—8 *час*).

Прогрессивным способом сушки катушек после пропиток является сушка инфракрасными лучами небольшой длины волны. Инфракрасные лучи можно получить терморадиационным методом — при помощи плит темного излучения. Применение этого способа сокращает время сушки в 2—3 раза.

Если пропитка предшествует заливке, полимеризацию можно не производить, осуществляя заливку сразу вслед за пропиткой. При этом уменьшается образование воздушных пузырей, что весьма желательно (§ 2.4), зато, правда, повышается опасность растрескивания пропиточной массы (более хрупкой, нежели заливочная).

Известна также пропитка по методу вытеснения, осуществляемая совместно с заливкой.

Обволакивание. Возможно прессобволакивание термопластичными смолами, полиэтиленом низкого давления и другими составами. При этом вызывает затруднения герметизация выводов. Проще осуществить обволакивание компаундами, дающее достаточно высокую влагостойкость.

Сейчас для серийного производства разработаны два техпроцесса с эпоксидным компаундом — напыление в псевдоожиженном слое и обволакивание тиксотропным компаундом. Первый дает более тонкий слой компаунда, второй, по предварительным данным,— лучшую герметизацию, но большее увеличение габаритов и веса. Окончательной ясности о преимуществах того или другого способа пока нет. Подобное обволакивание введено для унифицированных т. м. м. наименьшего веса (см. табл. П14.11).

Заливка термореактивными компаундами. Делается для высоковольтной изоляции и герметизации катушек. Наиболее распространены эпоксидные компаунды и МБК. Об их принципиальном составе говорилось выше, в рубрике о пропитке. Но дополнительно в компаунд вводится наполнитель (см. § 3.5), чаще всего молотые кварц или слюда. Ориентировочная пропорция наполнителя и смолы (в первом случае) 2 : 1.

Заливка производится вакуумированным (под вакуумом 3—15 *мм* рт. ст.) компаундом предпочтительно под

вакуумом в стальных, дюралевых (литых) или жестяных формах. Последние применяются при макетировании, отработке конструкции и используются только один раз. Рабочие поверхности стальных и дюралевых форм во избежание сварки с компаундом покрывают кремнийорганической смазкой СКТ, полиизобутиленом и другими составами. Перед заливкой катушка сушится, все заливаемые конструктивные детали (прокладки, каркасы) опескоструивают. Катушки обезжиривают (загрязненность мешает

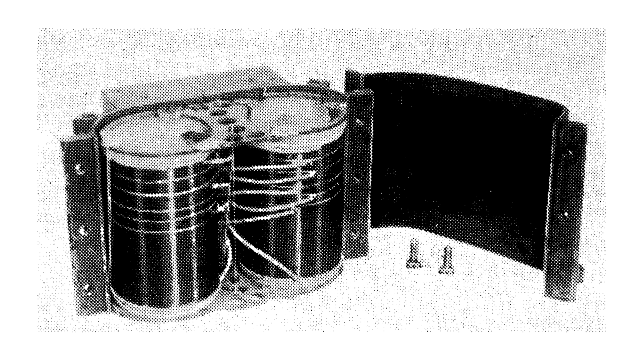


Рис. 4.6. Катушки высоковольтного СТ, подготовленные в форме к заливке эпоксидным компаундом.

«сварке» с компаундом), продувают сухим сжатым воздухом и высушивают (при наличии в конструкции бумаги — под вакуумом). Подготовленный к заливке в форме блок катушек стержневого т. м. м показан на рис. 4.6.

Приведем примерные рекомендуемые схемы заливок (при волокнистой изоляции катушки должны быть предварительно пропитаны тем же компаундом). Выбор состава эпоксидного компаунда ЭЗК и режимы заливки установлены нормалями НО.014.000 и НО.054.003. Нагретый компаунд заливают в нагретую форму (температура 70—130° С в зависимости от марки компаунда). Затем поочередно выдерживается вакуум 5—10 *мм* рт. ст. (10—15 *мин*) и давление 3—4 *атм* (5—8 *мин*), это повторяется дважды.

В заключение компаунд полимеризуют при температурах 100—140° С (1—4 ступени с общей выдержкой до 30 *час*). Желательно, чтобы температура полимеризации

на 15—30° С превышала рабочую температуру компаунда. Завершение полимеризации (уже затвердевшего компаунда) можно вести вне формы. Полимеризацию крупных заливок (весом свыше 3 *кг*) во избежание растрескивания ведут дольше, начиная с несколько более низких температур. Возможна также полимеризация под давлением (6 *атм*, 100° С, 8—15 *час*), дающая лучшее качество заливки катушек, содержащих волокнистую изоляцию.

Возможный режим заливки компаундом МБК: заливка холодного компаунда в нагретую форму, охлаждение при комнатной температуре, вакуумирование при 5—20 *мм* рт. ст. в течение 0,5—1 *час*, выдержка при 70—75° в течение 10—18 *час* и полимеризация при 100—130° С в течение 8 *час*. Возможно и холодное отверждение компаунда МБК. С этой целью в него вводят перекись бензоила и диметиланилин, заливку ведут в холодную форму и изделия после вакуумирования выдерживают при комнатной температуре (6—18 *час*) в атмосфере углекислого газа или азота.

Иногда применяют совместную заливку и пропитку методом вытеснения. Пропиточный компаунд после пропитки не сливается, а вытесняется в процессе последующей заливки. Этот метод дает хорошее качество изделия, но он менее технологичен, чем раздельная пропитка и заливка. Его применяют в ограниченных случаях, например для ТТ со слоевой (несекционированной) намоткой и волокнистой изоляцией.

Некоторое применение нашла также раздельная поочередная заливка обмоток: на залитую одну обмотку наматывают вторую и делают вторую заливку. Поверхность первой залитой катушки надо опескоструить. Изоляция между обмотками получается надежной, но способ опять-таки весьма трудоемкий.

Во всех случаях важно выбрать правильное направление заливки компаунда, учитывающее особенности конструкции катушек.

По предложению А. К. Цыпкина сейчас исследуются технологические возможности способа, применительно к эпоксидным компаундам ранее не применявшегося: подготовленная конструкция засыпается кварцевым песком, после чего заливается пропиточным компаундом; соотношение песка и компаунда до 8 : 1 (т. е. как бы резко увеличивается содержание наполнителя). В случае успеха

можно ожидать повышения морозостойкости конструкции, стойкости к растрескиванию, теплопроводности.

Противокоронирующие покрытия (§ 2.4) наносят методами шоопирования (металлизация распылением), гальванохимического осаждения металла или нанесением полупроводящих составов — взвесей бронзовой пудры или графита в связующей основе (различные покровные лаки и эмали, желательно — эпоксидные).

4.6. Сборка трансформаторов

О сборке т. м. м. говорилось в § 2.7. Добавим, что при сборке т. м. м. с разрезными сердечниками усилие стяжки, с одной стороны, должно быть достаточным для

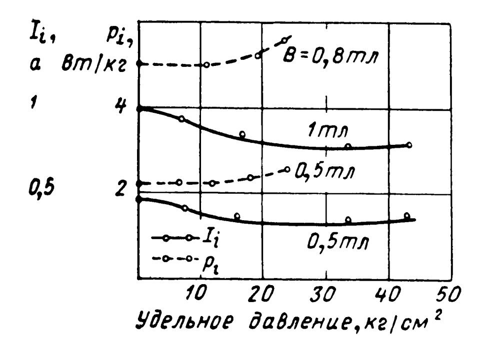


Рис. 4.7. Зависимость магнитных свойств ЛС от усилия стяжки.

получения минимального зазора в стыке и, с другой стороны, не превышать величин 10—15 *кг* на 1 *см*² поперечного сечения стержня, иначе начинается ухудшение магнитных свойств сердечников (рост потерь). Приводим на рис. 4.7 экспериментальные зависимости потерь p_i и намагничивающего тока I_i от усилия стяжки для ЛС из сплава 80НХС. Для фиксации усилия стяжки применяют тарированные ключи. На рис. 4.8 показано тарированное приспособление для стяжки, применяемое западноевропейскими фирмами (стягивающее усилие от 10 до 100 *кг*). Качество стяжки проверяется также по величине тока холостого хода трансформатора.

В целом пока трудоемкость изготовления т. м. м. с ЛС остается выше, чем с ШС. Для т. м. м. средней мощности наименьшей стоимости при массовом выпуске она составляет около 70—100 *мин* (без пропитки). Трудоемкость

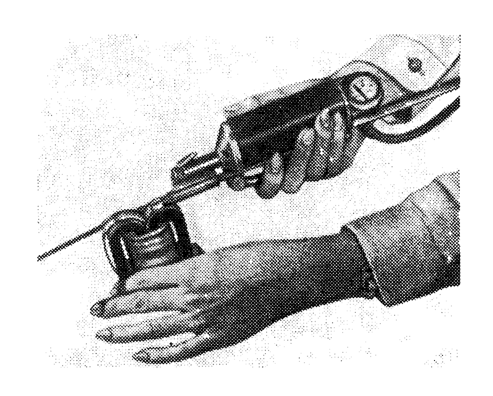


Рис. 4.8. Тарированное приспособление для стяжки ленточных сердечников.

изготовления т. м. м. наименьшего веса существенно больше. В то же время при ЛС заметно сокращается вес т. м. м., расход и стоимость материалов (см. § 11.12).

Глава 5

ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ ТЕОРИИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ТРАНСФОРМАТОРОВ

5.1. Задачи теории проектирования

Теория проектирования должна учитывать совокупность свойств трансформатора как электрического четырехполюсника со своими электромагнитными характеристиками, как реальной пространственной конструкции со своими тепловыми и геометрическими характеристиками, как узла общей схемы устройства со своими выходными характеристиками и как предмета потребления (в широком смысле) со своими тактико-экономическими характеристиками.

Задачей теории оптимального проектирования является анализ указанной совокупности свойств и выявление всех необходимых соразмерностей (оптимальных соотношений), гарантирующих получение конечного результата — оптимального т. м. м. в заданном смысле оптимизации.

Рассмотрим основные понятия теории проектирования, характеризующие т. м. м. со всех четырех сторон, отмеченных выше. Рассмотрим также одновременно принятые далее методические положения анализа. При этом автор исходит из посылки, что общая теория трансформаторов читателю знакома [68, 126, 156], повторяя лишь самые необходимые вещи и останавливаясь на вопросах, специфических для т. м. м. Здесь и далее, если не делается оговорок (например, в разд. 3), все напряжения и токи предполагаются синусоидальными функциями времени.

5.2. Электромагнитные характеристики

Приведенные параметры. Основой для теоретического анализа т. м. м. как электрического устройства является его эквивалентная схема, называемая также иногда схе-

мой замещения. Эта схема отображает все основные параметры трансформатора, используемые в теории и расчетах. В тех или иных режимах работы отдельные параметры приобретают решающую роль, другие, наоборот, теряют свое значение. К основным параметрам трансформатора относятся сопротивления обмоток и сопротивления намагничивающего контура, отображающего на эквивалентной схеме сердечник.

Эквивалентная схема электрически отображает одну фазу. Ее строят для приведенного трансформатора, когда число витков N вторичных w_{2i} и первичной w_1 обмоток считают одинаковыми и равными w. Обычно приведение осуществляют к первичной обмотке и $w = w_1$. Обозначим коэффициент трансформации

$$k_{\text{т}i} = w_1/w_{2i}, \quad k_{\text{т}} = w_1/w_2, \tag{5.1}$$

где второе выражение соответствует двухобмоточному трансформатору, имеющему кроме первичной одну вторичную обмотку.

Приведение чисел витков сопровождается приведением реальных напряжений, токов и сопротивлений вторичных обмоток, причем приведенные величины, в отличие от реальных, снабжаются верхним штрихом:

$$U'_{2i} = k_{\text{т}} U_{2i}, \quad I'_{2i} = I_{2i}/k_{\text{т}}, \quad z'_{2i} = k_{\text{т}}^2 z_{2i}. \tag{5.2}$$

Под z'_{2i}, z_{2i} понимаем активные, реактивные и полные сопротивления обмоток. Суммарный приведенный вторичный ток обозначим I:

$$I = \sum_{i=1}^{N} I'_{2i}. \tag{5.3}$$

Смысл приведения состоит в том, что различие чисел витков совершенно непринципиально для физики работы трансформатора, а оперировать с одинаковыми числами витков в теоретическом анализе несравненно удобнее. Надо только обеспечить постоянство мощностей $P_{2i} = U_{2i} I_{2i}$, потерь активной мощности $I_{2i}^2 r_{2i}$, потерь реактивной $I_{2i}^2 x_{2i}$ и полной $I_{2i}^2 z_{2i}$ мощностей (два последних термина условны). Этого и достигают приведениями (5.2), отражающими замену реальных вторичных обмоток расчетными с теми же числами витков, что у первичной обмотки. Соот-

ветственно сохраняются неизменными полные подведенная первичная мощность P_1 и вторичная P_2 (на фазу), причем

$$P_2 = \sum_{i=1}^{N} P_{2i}. \qquad (5.4)$$

Эквивалентная схема и параметры намагничивающего контура. Токи. Эквивалентная схема вытекает из уравнений трансформатора. Идеей эквивалентной схемы является

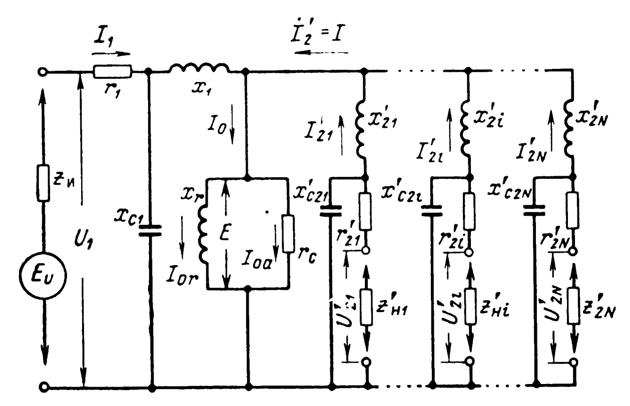


Рис. 5.1. Эквивалентная схема т. м. м.

тот физический факт, что вторичный ток не создает основного магнитного потока в сердечнике (потока, пронизывающего целиком первичную и вторичные обмотки). Ибо в этом ему противодействует нагрузочная составляющая тока первичной обмотки I, создающая ту же по величине н.с., что и токи I_{2i}, но направленную противоположно. Основной поток создается только намагничивающим током I_0, составляющим часть первичного тока I_1 (математически можно сказать также, что ток I_0 есть геометрическая сумма токов I_1 и I):

$$\dot{I}_1 = -\dot{I} + \dot{I}_0, \qquad (5.5)$$

где I определяется по выражению (5.3).

Токи I_{2i} и I создают лишь потоки рассеяния, что в эквивалентной схеме учитывают реактивные сопротивления рассеяния x_{2i} и x_1.

Построенная по изложенным принципам эквивалентная схема т. м. м., содержащего N вторичных обмоток, приведена на рис. 5.1. На этой схеме $z_{нi}$ — сопротивления

нагрузок, $\dot{z}_и$ — внутреннее сопротивление источника, $\dot{E}_и$ — его э. д. с., E — э. д. с. приведенной обмотки, x_{Ci} — емкостные реактивные сопротивления обмоток (собственные емкости обмоток фактически распределены очень сложно, и схема отражает их лишь приблизительно), x_r — реактивное (индуктивное) сопротивление намагничивающего контура, $r_с$ — его активное сопротивление (использована параллельная схема замещения намагничивающего контура).

Соответственно схеме намагничивающего контура намагничивающий ток I_0 содержит две составляющие: реактивную I_{0r}, которая обеспечивает н. с. для создания потока в сердечнике Φ ($\Phi \doteq I_{0r}w$), и активную I_{0a}, которая покрывает потери в сердечнике $p_с$ ($p_с = I_{0a}^2 r_с$). Очевидно,

$$\dot{I}_0 = \dot{I}_{0r} + \dot{I}_{0a}, \quad I_0 = \sqrt{I_{0r}^2 + I_{0a}^2}, \tag{5.6}$$

$$I_{0r} = E/x_r, \quad I_{0a} = E/r_с. \tag{5.7}$$

Ввиду нелинейности сердечника сопротивления x_r и $r_с$ суть нелинейные величины, меняющиеся в функции E, поскольку E пропорциональна индукции в сердечнике B. Поэтому ими пользоваться практически неудобно и для нахождения I_{0r}, I_{0a} и I_0 следует поступать так. Проектанту должны быть известны магнитные характеристики сердечника, именно зависимость от индукции B напряженности намагничивающего поля H (*а/см*) или реактивной удельной мощности намагничивания сердечника p_0 (*ва/кг*) и удельных потерь p_i (*вт/кг*) — см. выражения (3.1), (5.21), (8.11). (Под H и p_0 мы понимаем эквивалентные величины для сердечника в целом, снабжая их ниже дополнительным индексом «э».)

Отправной величиной для расчетов является индукция B (см. ниже данный параграф). Тогда, зная вес сердечника $G_с$ и среднюю длину магнитной линии $l_с$, находим потери $p_с = p_i G_с$, намагничивающую реактивную мощность $P_{0r} = p_{0э} G_с$ и

$$I_{0r} = P_{0r}/E \quad \text{или} \quad I_{0r} = H_э l_с / w_1, \tag{5.8}$$

$$I_{0a} = p_с/E. \tag{5.9}$$

Формулы для расчета $G_с$ и $l_с$ (5.62) даны в § 5.3, табл. 5.2—5.4.

В дальнейшем анализе удобно пользоваться относительными значениями токов, принимая за базис приведен-

ный вторичный ток I (5.3). Обозначим относительные токи: активную составляющую I_a тока I через i_a, реактивную I_r — через i_r, полный первичный ток I_1 — через i_1, намагничивающий ток — через i_0, его реактивную и активную составляющие — через i_{0r} и i_{0a}. Тогда

$$\left.\begin{aligned} &i_1 = I_1/I,\ i_0 = I_0/I,\ i_{0r} = I_{0r}/I,\\ &i_{0a} = I_{0a}/I,\ i_a = I_a/I,\ i_r = I_r/I\\ &\text{и после перехода от токов к мощностям}\\ &i_1 = P_1/P,\ i_0 = P_0/P,\ i_{0r} = P_{0r}/P,\\ &i_{0a} = P_{0a}/P = p_c/P, \end{aligned}\right\} \qquad (5.10)$$

где P — электромагнитная мощность (см. (5.15)), P_0, $P_{0a} = p_c$, P_{0r} — намагничивающая мощность, ее активная и реактивная составляющие, P_1 — полная первичная мощность, потребляемая трансформатором из сети, p_c — потери в сердечнике, определяемые по (5.21).

Учитывая выражения (5.6) и (5.5), получаем

$$i_0 = \sqrt{i_{0r}^2 + i_{0a}^2} = i_{0r}\sqrt{1 + (i_{0a}/i_{0r})^2}, \qquad (5.11)$$

$$i_1 = \sqrt{(i_a + i_{0a})^2 + (i_r + i_{0r})^2} \qquad (5.12)$$

и для наиболее распространенного у т. м. м. случая активной нагрузки

$$i_1 = \sqrt{(1 + i_{0a})^2 + i_{0r}^2}. \qquad (5.13)$$

В большинстве случаев $i_{0a} \ll i_{0r}$ и

$$i_0 \approx i_{0r},\ i_1 = \sqrt{1 + i_{0r}^2} = \sqrt{1 + i^2_{0(i_{0a} \to 0)}}. \qquad (5.14)$$

Рассматривая намагничивающий контур, сравним т. м. м. и мощный трансформатор. У последнего намагничивающий ток не превышает нескольких процентов от первичного тока ($i_1 \approx 1$), и поэтому им часто можно пренебрегать и исключить намагничивающий контур из эквивалентной схемы. У т. м. м., как показано в § 5.2, ток i_{0r}, а порой и i_{0a} в общем случае достаточно велики и ток i_0 может приближаться к I. Поэтому учет намагничивающего тока — одна из важных задач в исследовании т. м. м. Для согласующих т. м. м. большую роль играет величина индуктивного сопротивления x_r, обусловленного индук-

тивностью первичной обмотки L_1, что также требует специального учета.

Эквивалентная схема и сопротивления обмоток. Обратимся теперь к сопротивлениям обмоток эквивалентной схемы. Их значимость различна в различных случаях. Так, в большинстве случаев важную роль играют активные сопротивления r_i. Если у мощных трансформаторов эти сопротивления по величине обычно значительно меньше, чем сопротивления рассеяния x_i, то у т. м. м., как правило, картина обратная. Подробно этот вопрос рассмотрен в § 5.3. Поэтому при расчетах баланса напряжения и э. д. с. в мощных трансформаторах сопротивлениями r_i можно пренебречь, опустив их из эквивалентной схемы. Для т. м. м. такое упрощение недопустимо. Эти сопротивления r_1 и r_{2i} определяем обычным образом через число витков w_i, среднюю длину витка обмотки l_{wi}, сечение проводника q_i и удельное сопротивление проводникового материала ρ. Можно также использовать справочные данные о сопротивлении отрезка данного провода длиной 1000 *м*, т. е. $r_{i\,1000}$.

Если речь идет о. т. м. м. повышенной или высокой частоты, особенно при достаточно больших сечениях проводов, необходимо учесть возрастание сопротивления за счет поверхностного эффекта, эффекта близости и катушечного эффекта, отражаемого коэффициентом k_r. Эти вопросы рассмотрены в литературе [79, 185, 188, 190], хотя, к сожалению, приводимые рекомендуемые данные весьма противоречивы. Формулы для определения сопротивлений r_i приводим в табл. 5.1, а необходимые сведения к расчету коэффициента k_r — в конце настоящего параграфа.

Рассмотрим реактивные сопротивления x_i и x_{ci}. Индуктивные сопротивления рассеяния x_i обусловлены потоками рассеяния, расчетными эквивалентами которых являются индуктивности рассеяния $L_{si} : x_i = \omega L_{si}$, где $\omega = 2\pi f$ — круговая частота, f — частота тока. Часто представляет интерес суммарная индуктивность рассеяния L_s, приведенная к первичной обмотке. Для двухобмоточного т. м. м. в первом приближении приведенные индуктивности рассеяния каждой обмотки составляют половину этой величины.

Емкостные сопротивления x_{ci} обусловлены собственными емкостями трансформатора $C_i : x_{ci} = 1/\omega c_i$. Эти емкости имеют разную физическую природу, и мы их раз-

Таблица 5.1

Параметры для расчета сопротивлений

Параметр		Размерность	Расчетная формула
r_i		*ом*	$k_{ri}\rho \cdot 10^{-2} \cdot w_i l_{wi}/q_i$ или $k_{ri} w_i l_{wi} r_{i1000} \cdot 10^{-5}$
L_{si}	L_{si}	*гн*	$\frac{w_i^2 l_{wi} \cdot 10^{-8}}{m_\text{ф} m_{si}^2 h}\left(\frac{\Delta_\text{об}}{2}+\frac{C_{\text{к}i}}{3}\right)$
	L'_{si}	*гн*	$\left(\frac{w_1}{w_i}\right)^2 L_{si}$
	L_s	*гн*	$L_{s1}+F(L_{si}, N)$, часто $L_s \approx 2L_{s1}$
$C_\text{э}$		*ф*	Функция емкостей C'_i и способа подключения и заземления обмоток
C'_i	$C'_\text{об}$	*ф*	$C_\text{об}\left(1-\frac{w_2}{w_1}\right)^2$
	$C'_\text{сл}$	*ф*	$C_{\text{сл}1}+C_{\text{сл}2}\left(\frac{w_2}{w_1}\right)^2$
	$C'_{1\text{с}}$	*ф*	$\frac{C_{1\text{с}}}{n_{\text{сл}i}^2}$
C_i	$C_\text{об}$	*ф*	$\varepsilon_\text{д}\frac{2\frac{\varnothing \text{ср}}{10}}{4\Delta_\text{об}-\frac{\pi}{2}\cdot\frac{\varnothing \text{ср}}{10}} l_w\left(\frac{w}{n_\text{сл}}\right)_\text{ср}$
	$C_{\text{сл}i}$	*ф*	$\varepsilon_\text{д}\frac{2\frac{\varnothing \text{ср}}{10}}{4\Delta_\text{сл}-\frac{\pi}{2}\cdot\frac{\varnothing i}{10}} l_{wi}\frac{\frac{w_i}{n_{\text{сл}i}}}{n_{\text{сл}i}-1}$

Параметр		Размерность	Расчетная формула
C_i	C_{1c}	$ф$	$\varepsilon_д \dfrac{4\dfrac{\varnothing i}{10}}{4\Delta_{1c}-\dfrac{\pi}{2}\cdot\dfrac{\varnothing i}{10}}(2a+2b)\dfrac{w_i}{n_{сл i}}$

Примечание. $\Delta_{об}$, $\Delta_{сл}$ — толщина межобмоточной и слоевой изоляции, *см*; Δ_{1c} — зазор между стержнем сердечника и ближайшей к нему обмоткой, *см*; l_{wi}, l_w — определены в табл. 5.2, *см*; $c_{кi}$ берутся по рис. 6.2 и выражениям (5.46), (5.52), *см*; a, b, h берутся по рис. 5.6, *см*; ϕ (ϕ_i), q_i — диаметр проводника, *мм*, и его сечение, *мм*²; N — число вторичных обмоток; w_i — число витков обмотки; $n_{сл}$, $n_{сл i}$ — число слоев проводников в обмотке; m_{si} — число секций обмотки (у несекционированной обмотки $m_s = 1$); $m_ф$ — число стержней, несущих обмотку одной фазы ($m_ф = 1$, кроме СТ, где $m_ф = 2$); $\varepsilon_д$ — диэлектрическая проницаемость, *ф/м*; $\varepsilon_д = \varepsilon_д' \varepsilon_0$, где $\varepsilon_д'$ — относительное значение $\varepsilon_д$ к проницаемости пустоты ε_0, $\varepsilon_0 = 8{,}9\cdot 10^{-12}$ *ф/м*; r_{i1000} — сопротивление постоянному току, которое имеет провод данного диаметра ϕ_i при длине 1000 *м*; ρ — удельное сопротивление проводникового материала; k_{ri} — коэффициент увеличения сопротивления обмотки для переменного тока по данным § 5.2, выражению (5.45) и рис. 5.5; при частоте ниже нескольких килогерц $k_r \approx 1$; F — знак функциональной зависимости.

Индекс «ср» означает среднюю величину для двух смежных обмоток.

делим на три вида: межобмоточную емкость $C_{об}$, межслоевую емкость $C_{сл}$ и емкость C_{1c} между первым слоем намотки и сердечником. Все они приводятся ко входу трансформатора, после чего их можно объединить в суммарную эквивалентную емкость $C_э$.

Формулы для расчета параметров L_{si}, c_i при наиболее распространенных цилиндрических катушках приводим в табл. 5.1. Формулы для C_i приведены по последним литературным данным, прошедшим практическую опробацию [184, 188].

Параметры x_i, x_{ci}, L_{si}, C_i в большинстве случаев оказывают вредное влияние на работу трансформатора и их называют иногда паразитными параметрами. Емкости C_i сказываются обычно только при достаточно высокой частоте (несколько *кгц* и выше). Поэтому для большинства силовых т. м. м. их можно не учитывать и соответственно упростить эквивалентную схему. Если одновременно представить т. м. м. двухобмоточным, как это обычно делается в теории трансформаторов, то получим наиболее нужную для большинства т. м. м. эквивалентную схему, представленную

на рис. 5.2. Эта схема далее служит базой для теоретического анализа силовых т. м. м.

Будет показано (§ 5.3), что для большинства силовых т. м.м. сопротивлениями рассеяния x_i можно пренебречь по сравнению с активными сопротивлениями обмоток — картина обратная по отношению к мощным трансформаторам. Однако в отдельных случаях это не так и почти всегда не так для согласующих т. м. м., где сопротивления x_i

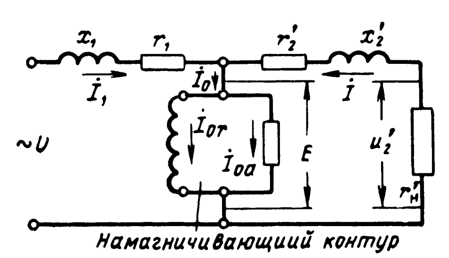


Рис. 5.2. Упрощенная эквивалентная схема двухобмоточного т. м. м.

определяют частотную характеристику и часто — форму вторичного напряжения. Поэтому для общности мы эти сопротивления сохраняем в эквивалентной схеме. Что касается паразитных емкостей C_i, то их приходится иметь в виду при проектировании согласующих т. м. м., как обычных (режим при верхней рабочей частоте), так и рассматриваемых в разд. 3 специальных выходных трансформаторов. В этих случаях упрощенная схема рис. 5.2 теряет силу.

Электромагнитная мощность и э. д. с. Остановимся на таком важном и широко используемом далее параметре трансформатора, как электромагнитная мощность P (на одну фазу):

$$P \geqslant P_2, \quad P = EI, \tag{5.15}$$

где P определяется по формуле (5.4).

Эта мощность снимается с зажимов намагничивающего контура схемы рис. 5.2. Она несколько превышает вторичную мощность P_2 (5.4) из-за потерь и падений напряжения во вторичной обмотке трансформатора ($P > P_2$) и, когда падения не очень велики, весьма близка к этой мощности ($P \approx P_2$).

Для э. д. с. в формуле (5.15) из теоретической электротехники известно выражение

$$E = 4k_{ф} fwk_{c}s_{c}B \cdot 10^{-4}, \ в, \qquad (5.16)$$

где s_c — геометрическое сечение сердечника, *см*^{2} ($s_c =$ $= ab$ по рис. 5.6); k_c — коэффициент его заполнения магнитным материалом; $k_ф$ — коэффициент формы кривой э. д. с.; B — магнитная индукция в сердечнике (амплитудное значение), *тл*.

При синусоидальной форме э. д. с. (обычный случай) $k_ф = 1{,}11$ и

$$E = 4{,}44 fwk_{c}s_{c}B \cdot 10^{-4}, \ в. \qquad (5.17)$$

Выражения (5.16), (5.17) также относятся к числу важнейших в теории трансформаторов.

Электромагнитные нагрузки. К электромагнитным нагрузкам относят магнитную индукцию в сердечнике B, т. е. плотность магнитного потока, и плотность тока в обмотках j — также важнейшие параметры в теории и расчете т. м. м. Под величиной B понимают амплитудное значение (опуская индекс «m»),

$$B = \frac{\Phi_m}{k_c s_c}, \qquad (5.18)$$

где Φ_m — амплитуда магнитного потока в сердечнике, *вб*.

Единицей измерения индукции в системе СИ является тесла (*тл*). Мы будем применять эту единицу. На практике, как говорилось, часто еще используют единицу гаусс (*гс*), причем 1 *тл* = 10^4 *гс*. Однако это следует признать несовременным.

Индукция B — это базисная величина для расчетов и многих теоретических выводов. Ее выбор составляет одну из основных задач проектирования, как это рассмотрено далее (§ 9,1, 11.2).

Плотность тока в данной обмотке j_i определяют через действующее значение тока в ней:

$$j_i = I_i/q_i, \ а/мм^2, \ I_i = j_i q_i, \qquad (5.19)$$

где q_i — сечение проводника i-й обмотки, *мм*^{2}.

Потери. Полные потери в т. м. м. Σp складываются из двух составляющих — потерь в сердечнике p_c и потерь в катушках $p_к$ (потери в элементах конструкции для т. м. м. обычно несущественны). Заметим сразу, что в теории

т. м. м. важное значение имеет соотношение этих потерь ν и коэффициент потерь $k_{\text{пот}}$. Запишем

$$k_{\text{пот}} = \sum p/P_2, \quad \nu = p_c/p_к, \quad \sum p = p_c + p_к = p_к(1+\nu). \quad (5.20)$$

В теории мощных трансформаторов потери p_c и $p_к$ называют соответственно потерями в стали и потерями в меди. Мы сознательно не применяем этих терминов, поскольку у т. м. м. для сердечника применяют не только сталь, но и железоникелевые сплавы, а для обмоток — не только медь, но и алюминий. Кроме того, потери $p_к$ помимо основной составляющей — потерь в обмотках — включают в себя и потери в диэлектрике (изоляции) $p_д$. Последние, однако, ощутимы только у высоковольтных т. м. м. повышенной частоты. Поэтому в общем теоретическом анализе мы их далее не учитываем, понимая под потерями $p_к$ потери в обмотках. В конкретных расчетах высоковольтных т. м. м., там, где это необходимо, такой учет будем делать. Рассмотрим составляющие потерь, причем все потери берем для одной фазы трансформатора.

Потери в сердечнике p_c обусловлены потерями в магнитном материале на перемагничивание (§ 3.1). Потери p_c определяются весом сердечника G_c и удельными потерями в нем p_i при данной частоте и интересующей нас индукции B_i. Они, за исключением прессованных сердечников, не совпадают с удельными потерями магнитного материала p'_i (§ 3.1), а превышают их. Причиной превышения является неизбежное неблагоприятное влияние технологических операций при изготовлении сердечника. Его учитывают коэффициентом увеличения потерь k_p:

$$p_c = p_i G_c \cdot 10^{-3}, \quad p_i = k_p p'_i, \quad p_c = k_p p'_i G_c \cdot 10^{-3} \quad (5.21)$$

(G_c выражен в граммах).

Аналогично для удельных потерь при индукции 1 *тл*

$$p_1 = k_p p'_1. \quad (5.22)$$

Значения коэффициента k_p зависят от уровня технологии, вида материала, рабочей частоты, вида сердечников:

$$k_p = \sqrt[6]{\psi_з}\,(1 \div 1{,}25), \quad k_p = \sqrt[6]{\psi_з}\,(1{,}2 \div 2{,}5). \quad (5.23)$$

Первые значения относятся к ЛС и ШС из электротехнической стали, вторые — к разрезным ЛС из железоникелевых сплавов, причем для разъемных сердечников $\psi_з = 3$,а

для замкнутых (О, ОЛ) $\psi_з = 1$. Подробнее этот вопрос был рассмотрен в § 4.4; значения $k_р$ приведены в табл. 14.3. Типовыми считаем значения, характерные для ЛС централизованного производства: при частоте 50 *гц* $k_р = \sqrt[6]{\psi_з}$, $p_{1/50} = 1{,}3$ *вт/кг*; при частоте 400 *гц* $k_р = \sqrt[6]{\psi_з}$, $p_{1/400} = 13$ *вт/кг*.

Используя зависимость потерь от индукции (3.3), получаем

$$p_с = p_1 B^2 G_с \cdot 10^{-3} \text{ вт}, \qquad (5.24)$$

где p_1 определяется по выражению (5.22).

Иногда удобно перейти к объему сердечника $V_с$, *см*³:

$$p_с = p_1 B^2 \gamma_с k_с V_с \cdot 10^{-3} \text{ вт}, \qquad (5.25)$$

где $\gamma_с$ — удельный вес материала сердечника, *г/см*³.

Используя вводимое обобщенное представление объема $V_с = \varphi_с a^3$, находим также, что

$$p_с = p_1 k_с \gamma_с B^2 \varphi_с a^3 \cdot 10^{-3} = n_с \varphi_с B^2 a^3, \text{ вт}. \qquad (5.26)$$

Функция $\varphi_с$ разъясняется в (5.62) и табл. 5.4, a берется по рис. 5.6; $n_с = k_с \gamma_с p_1 \cdot 10^{-3}$.

Заметим, что потери $p_с$ несколько меняются с температурой, однако обычно это можно не учитывать, беря их величину при нормальных условиях (§ 7.10).

Особо обстоит вопрос с потерями $p_с$ в *ленточном трехфазном сердечнике*. Такой сердечник состоит из трех рам — двух внутренних и одной наружной соответственно со средними длинами магнитных линий $l_{св}$ и $l_{сн}$ (рис. 5.3). Внутри каждой рамы магнитные потоки проходят обычным образом вдоль магнитных лент. Но переход потока из одной рамы в другую требует пересечения слоев ленты в поперечном направлении. Такой путь представляет большое магнитное сопротивление, и, по данным М. М. Глибицкого, проводившего исследование этого вопроса, потоки, переходящие из рамы в раму, не превышают нескольких процентов от основного потока рамы, несколько увеличиваясь по мере

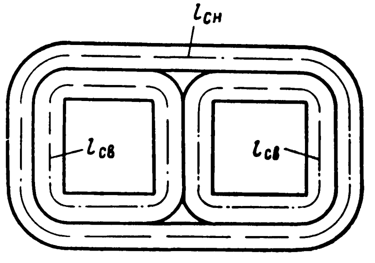


Рис. 5.3 Оси магнитных потоков в трехфазном ленточном сердечнике.

увеличения индукции и насыщения сердечника. Поэтому потоки в рамах автономны. В отличие от обычного ШС, у трехфазного ЛС в каждом стержне (каждой фазе) сосуществуют два независимых потока, сдвинутых по фазе. Подобная картина характерна и для симметричного сердечника по рис. 2.38, где автономность потоков отдельных рам очевидна.

Следствием описанной картины и нелинейной зависимости потерь от индукции (5.24) является увеличение потерь в каждом стержне и в сердечнике в целом по сравнению с обычным случаем равномерного распределения потоков. Это увеличение можно выразить коэффициентом числа фаз $k_{\text{фр}}$ по выражению [81]

$$k_{\text{фр}} = \frac{4}{3}\sigma_1 \left[\frac{2\sqrt{3\sigma_1^2 - 3/4} - 3}{2(\sigma_1^2 - 1)}\right]^2 \frac{2\sigma_1 + 1}{\sigma_1 + 2}. \qquad (5.27)$$

Здесь $\sigma_1 = l_{\text{сн}}/l_{\text{св}}$ есть коэффициент геометрической несимметрии рам сердечника.

Это выражение получено при некоторых упрощениях и допущениях, в частности при постоянстве магнитной проницаемости [81]. Формула (5.27) показывает на увеличение потерь даже у симметричного сердечника (рис. 2.38) при $\sigma_1 = 1$. Действительно, раскрывая неопределенность множителя, заключенного в квадратные скобки, при $\sigma_1 \to 1$ получаем $k_{\text{фр}} = 4/3$. Для практических расчетов, внося поправку на сделанные допущения, можно в обычных случаях рекомендовать значения $k_{\text{фр}} = 1{,}2 \div 1{,}25$.

Окончательно для всех т. м. м., включая и ЗТ с ЛС, можно пользоваться прежними выражениями (5.24), (5.25), но вместо (5.23) брать зависимости

$$k_p = (1 \div 1{,}25)\, k_{\text{фр}} \sqrt[6]{\psi_з}, \quad k_p = (1{,}2 \div 2{,}5)\, k_{\text{фр}} \sqrt[6]{\psi_з}. \qquad (5.28)$$

Здесь значения $\psi_з$ прежние, а значения $k_{\text{фр}}$ таковы:

$$\left.\begin{array}{l}\text{для однофазных и трехфазных т. м. м. с ШС } k_{\text{фр}} = 1,\\ \text{для трехфазных т. м. м. с ЛС } k_{\text{фр}} = 1{,}2 \div 1{,}3.\end{array}\right\} \qquad (5.29)$$

Потери в обмотках (катушках) $p_к$ обусловлены активным сопротивлением r_i. При этом в общем случае следует учитывать возможное возрастание сопротивления из-за допол-

нительных эффектов при повышенной частоте (см. выше рубрику «Эквивалентная схема и сопротивления обмоток»).

Очевидно,

$$p_{\text{к}} = \sum_{i=1}^{N+1} p_{\text{к}i} = \sum_{i=1}^{N+1} I_i^2 r_i, \quad p_{\text{к}i} = I_i^2 r_i, \tag{5.30}$$

где N — число вторичных обмоток; $p_{\text{к}i}$ — потери в i-й обмотке с током I_i; r_i — ее активное сопротивление при рабочей частоте, по табл. 5.1.

Это выражение удобно для практических расчетов. В теоретическом анализе удобнее представить потери через вес и объем обмотки. Действительно,

$$r_i = \rho_i \frac{l_{wi} w_i}{q_i} \cdot 10^{-2}, \ \text{ом}, \tag{5.31}$$

где l_{wi} — средняя длина витка i-й обмотки, *см*; w_i — ее число витков; q_i — сечение ее проводника, *мм*^{2}; ρ_i — удельное сопротивление материала проводника, *ом*·*мм*^{2}/*м*.

Умножая числитель и знаменатель этого выражения на q_i и подставляя его в формулу (5.30), с учетом (5.19) получаем $p_{\text{к}i} = \rho_i j_i^2 w_i l_{wi} q_i \cdot 10^{-2}$. При принятых размерностях произведение $w_i l_{wi} q_i \cdot 10^{-2}$ есть объем проводникового материала i-й обмотки $V_{\text{п}i}$, *см*^{3}, поэтому

$$p_{\text{к}i} = \rho_i j_i^2 V_{\text{п}i}.$$

Но

$$V_{\text{п}i} = k_{\text{ок}i} V_{\text{к}i}, \tag{5.32}$$

где $V_{\text{к}i}$ — геометрический объем, занятый i-й катушкой, *см*^{3}, $k_{\text{ок}i}$ — коэффициент заполнения этого объема проводниковым материалом (§ 5.3).

Следовательно,

$$p_{\text{к}i} = \rho_i k_{\text{ок}i} j_i^2 V_{\text{к}i} = \rho_i k_{\text{ок}i} j_i^2 s_{\text{ок}i} l_{wi}. \tag{5.33}$$

Суммируя потери по всем обмоткам, получаем

$$p_{\text{к}} = \sum_{i=1}^{N+1} \rho_i k_{\text{ок}i} j_i^2 V_{\text{к}i}. \tag{5.34}$$

Если величины ρ, $k_{\text{ок}}$, j одинаковы для всех обмоток или взяты в качестве средних для всей катушки, получаем

$$p_{\text{к}} = \rho k_{\text{ок}} j^2 \sum_{i=1}^{N+1} V_{\text{к}i} = \rho k_{\text{ок}} j^2 V_{\text{к}}, \ \text{вт}, \tag{5.35}$$

где $V_к$ — геометрический объем, занятый всей катушкой, *см*^{3}.

Используя вводимое обобщенное представление объема $V_{кi} = \varphi_{кi} a^3$ (табл. 5.4), находим также

$$p_{кi} = \rho_i k_{окi} j_i^2 \varphi_{кi} a^3, \quad p_к = \rho k_{ок} j^2 \varphi_к a^3; \tag{5.36}$$

здесь функции $\varphi_{кi}$, $\varphi_к = \varphi_{ок}\varphi_w$ определяются по (5.62) и табл. 5.2 — 5.4, a — по рис. 5.6. Выражения (5.33) — (5.36) широко используем в дальнейшем анализе.

Остановимся на величинах ρ, ρ_i, фигурирующих в выражениях (5.31) — (5.36) и табл. 5.1. Как известно, они зависят от температуры:

$$\rho = k_\tau \rho_{20}, \quad \rho_i = k_\tau \rho_{i20}, \tag{5.37}$$

$$k_\tau = 1 + \alpha_\rho (t_р - 20), \tag{5.38}$$

где ρ_{20} — удельное сопротивление при температуре 20° С; $\alpha_\rho = 0{,}004$ 1/*град** — температурный коэффициент сопротивления; $t_р$ — рабочая температура трансформатора, °С.

Очевидно, $t_р = t_с + \tau$, где $t_с$ — температура окружающей среды; τ — перегрев трансформатора над этой температурой (§ 7.1). В типовом случае (7.8) $t_с = 20°$, и получаем

$$k_\tau = 1 + \alpha_\rho \tau. \tag{5.39}$$

Зависимости ρ и r от температуры (5.37) — (5.39) надо всегда учитывать при подсчете падения напряжения в обмотках. При тепловых расчетах можно ради упрощения не делать этого, используя искусственный прием (§ 7.10) и пользуясь значениями ρ_i, ρ при некоторой фиксированной температуре. В типовом случае (7.8) удобно принимать $t_с = 20°$ С, $\tau = 50$ *град* и при расчете как перегрева, так и падения напряжения пользоваться значениями ρ, ρ_i при температуре $t_с + \tau = 70°$ С (ρ_{70}). Тогда по выражениям (5.37)—(5.39) получаем

Материал	k_τ	ρ_{20}, *ом·мм*^{2}*/м*	ρ_{70}, *ом·мм*^{2}*/м*
Медь	1,2	0,0175	0,021
Алюминий	1,2	0,028	0,034

(5.40)

* Для меди это практически точно, для алюминия разные источники дают значения от 0,0036 до 0,0043 1/*град*.

Потери в диэлектрике (изоляции) $p_д$, которые могут представить интерес в отдельных случаях при расчетах высоковольтных т. м. м., определим приближенно на базе идеализированной картины. В твердой изоляции эти потери создаются тремя составляющими:

$$p_д = p_{д\,п} + p_{д\,д} + p_{д\,и},\ вт. \qquad (5.41)$$

Здесь и далее $p_{д\,п}$ — потери сквозной проводимости; $p_{дд}$ — собственно диэлектрические потери; $p_{ди}$ — потери на ионизацию газовых включений, имеющихся в изоляции; $p_{дi}$ — их обобщенное обозначение; $p_{дсл}$ — потери в слоевой изоляции; $p_{д\,об}$ — потери в межобмоточной изоляции.

Все составляющие потерь в первом приближении можно определить для картины равномерного электрического поля в изоляции каждого вида (слоевой, межобмоточной). Это допущение близко к истине для основного объема диэлектрика, краевые эффекты не учитываются.

Потери $p_{д\,пi}$ определяют по закону Ома:

$$p_{д\,пi} = \frac{U_i^2}{R_{дi}},\ вт, \qquad (5.42)$$

где $R_{дi}$ — сопротивление рассматриваемого участка диэлектрика, *ом*, рассчитываемое обычным образом через объем диэлектрика и его удельное объемное сопротивление ρ_v; U_i — максимальная разность потенциалов, *в*, характерная для рассматриваемого объема диэлектрика: напряжение одного слоя обмотки — если рассматриваем потери в слоевой изоляции; напряжение между концами обмоток — если рассматриваем потери в межобмоточной изоляции.

Для потерь $p_{д\,д}$, применяя методику [188], можно получить

$$p_{д\,дi} = \frac{1}{3}\omega C_i U_i^2 \operatorname{tg}\delta,\ вт,$$

где U_i — то же, что и в выражении (5.42); C_i — соответственно емкость между слоями или между обмотками, *ф*, определяемая по данным § 5.2, табл. 5.1; $\operatorname{tg}\delta$ — характеристика изоляционного материала.

Это выражение наиболее точно, когда напряжение одной из обмоток намного меньше напряжения наиболее высоковольтной обмотки.

Определению величины $p_{д\,и}$ в твердой, в частности эпоксидной, изоляции в последнее время посвящен ряд исследований. Среди них работы, проведенные совместно

с Ленинградским политехническим институтом. Потери на ионизацию зависят от размеров и количества газовых включений, от величины и частоты напряженности электрического поля в них. Принимая с запасом, что ионизация во всех элементарных участках изоляции начинается одновременно, можно получить [74]

$$p_{\text{д и}i} = k_{\text{д и}} f V_{\text{д}i} \frac{U^{\upsilon}_{\text{н и}}}{1+\upsilon} \left(\frac{U_i}{U_{\text{н и}}} - 1\right). \quad (5.43)$$

Здесь $V_{\text{д}i}$ — объем рассматриваемого участка изоляции (слоевой или межобмоточной), *см*^{3}; U_i — то же, что и в выра-

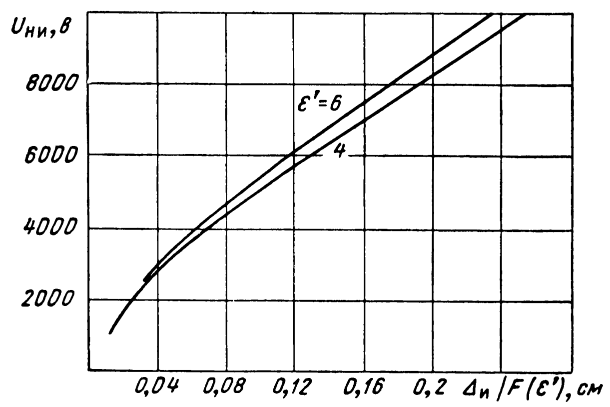


Рис. 5.4. График для определения напряжения начала ионизации.

жении (5.42); $U_{\text{н и}}$ — минимальное напряжение начала ионизации, *в*; $\upsilon = 1 \div 1{,}3$ — степенной показатель; $k_{\text{д и}} = 10^{-8} \div 10^{-11}$ $\frac{дж}{в^{\upsilon} \cdot см^3}$ — коэффициент, отражающий технологичность, качество конструкции и изготовления т. м. м. в отношении изоляции; $k_{\text{д и}}$ зависит от числа и размеров включений.

Коэффициент $k_{\text{д и}}$ определяют из опыта на основании измерения величины потерь в изоляции ряда однотипных образцов, изготовленных по одинаковой технологии (такие измерения производят на мостах диэлектрических потерь).

Напряжение $U_{\text{н и}}$ зависит от толщины изоляции $\Delta_{\text{и}}$ и относительной диэлектрической постоянной ε'. В работе [74] для определения $U_{\text{н и}}$ предложен график, который приводим на рис. 5.4. Функция $F(\varepsilon')$ зависит от вида

изоляции: для слоистой изоляции (плоские включения) $F(\varepsilon') = \varepsilon'$, для полимеризованной изоляции (шаровые включения) $F(\varepsilon') = 3\varepsilon'/1 + 2\varepsilon'$; ε' определяется по табл. 5.1.

Зависимость $U_{\text{п и}}$ от $\Delta_{\text{и}}/F(\varepsilon')$ можно аппроксимировать выражением [188].

$$U_{\text{н и}} = k_{\varepsilon}\left[\frac{\Delta_{\text{и}}}{F(\varepsilon')}\right]^{0,7} \cdot 10^3,\ \textit{в} \tag{5.44}$$

($\Delta_{\text{и}}$ выражается в сантиметрах), при $\varepsilon' = 6$ $k_{\varepsilon} = 26{,}5$, при $\varepsilon' = 4$ $k_{\varepsilon} = 25$.

Все составляющие для расчета потерь $p_{\text{д}}$ (5.41) определены, таким образом, приведенными формулами. Практически потери в изоляции высоковольтных т. м. м. заметны лишь при частоте несколько килогерц и выше, причем основную роль играют потери $p_{\text{д и}}$ (5.43).

Активное сопротивление обмоток при повышенной и высокой частоте. Вследствие поверхностного эффекта и его специфических проявлений в катушках т. м. м.— эффекта близости и катушечного эффекта — сопротивление обмотки переменному току r больше, чем постоянному току r_0. Физическая сущность этих явлений хорошо известна [72, 190]. Для i-й обмотки $r_i = k_{ri} r_{0i}$. Практически увеличение сопротивления становится заметным либо при достаточно высокой частоте (несколько килогерц), либо при очень толстых проводах.

Коэффициент увеличения сопротивления k_r, фигурирующий здесь и в формулах для r в табл. 5.1, определяют следующим образом [188]:

$$k_{ri} = k_{\text{п э}} + n_{\text{ж}}^2 \varnothing_{\text{ж}}^2 k_{\text{б к э}}\left[\frac{k_{\text{ж}}}{\varnothing^2} + \left(\frac{k_{\text{г}} k_{w\text{э}} w_i}{4D_{\text{к}}}\right)^2\right]. \tag{5.45}$$

Здесь $n_{\text{ж}}$ — число элементарных жил в проводнике; $\varnothing_{\text{ж}}$ — диаметр одной элементарной жилы или толщина ленты, *мм*; $\varnothing$ — наружный диаметр (толщина) совокупного $n_{\text{ж}}$-жильного провода, *мм*; $D_{\text{к}}$ — наружный диаметр обмотки (катушки), *см*; $k_{\text{г}}$, $k_{\text{п э}}$, $k_{\text{б к э}}$, $k_{\text{ж}}$ — коэффициенты, учитывающие роль поверхностного эффекта, эффектов близости и катушечного и влияние геометрии катушки и вида провода на проявления этих эффектов; $k_{w\text{э}}$ — коэффициент, учитывающий вид конструкции.

Для обычной прямоугольной катушки можно принять $D_{\text{к}} = (a + b)/2 + 2c_{\text{к}}$. Коэффициенты $k_{\text{п э}}$ и $k_{\text{б к э}}$ зависят от частоты и диаметра $\varnothing_{\text{ж}}$; $k_{\text{б к э}}$, $k_{\text{ж}}$ — от числа жил,

$k_г$ — от величин $h_к/D_к$ и $n_{сл\,i}$ или $k_{с\,э}\,c_{кi}/D_к$, где $c_{кi}$ — толщина i-й катушки, $k_{с\,э}$ — коэффициент, учитывающий вид конструкции. Эти зависимости приведены на рис. 5.5. Зависимостью коэффициента $k_г$ от числа слоев обмотки $n_{сл}$ по рис. 5.5 надо пользоваться для малослойных

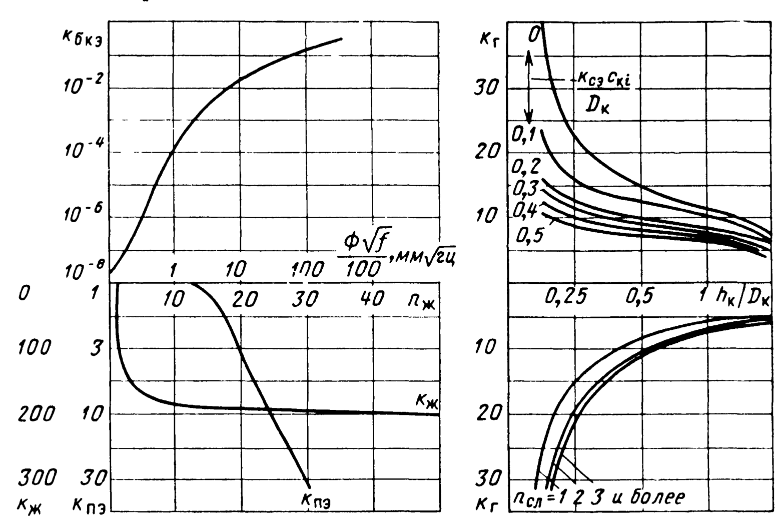


Рис. 5.5. К расчету сопротивления обмоток переменному току.

обмоток, когда величина $c_{кi}/D_к \ll 0{,}1$. Если катушка намотана не литцендратом и не несколькими проводами впараллель, то $n_ж = 1$, $\varnothing_ж = \varnothing$, $k_ж = 0$ и формула (5.45) соответственно упрощается.

Коэффициенты $k_{w\,э}$ и $k_{с\,э}$ определяются в зависимости от вида рассчитываемой конструкции:

Вид катушки	Вид намотки	$k_{w\,э}$	$k_{с\,э}$
Воздушная	Проводом	1	1
Воздушная	Лентой шириной $h_к$, *мм*	$h_к/\varnothing$	1
На сердечнике	Проводом	2	$2\dfrac{D_к}{D_к+c_{кi}}$
На сердечнике	Лентой шириной $h_к$, *мм*	$2\dfrac{h_к}{\varnothing}$	$2\dfrac{D_к}{D_к+C_{кi}}$

Для большинства т. м. м. представляют интерес последние две строчки этих данных.

5.3. Геометрические характеристики

Основные размеры. Геометрию т. м. м. как пространственной фигуры в основном определяет геометрия сердечника (имеем в виду обычные сухие т. м. м.). Размеры катушки в большой мере предопределены размерами сердечника: ее высоту и ширину (толщину) ограничивают с верхней стороны высота и ширина окна сердечника.

Сердечник же характеризуют четыре основные размера (рис. 5.6): ширина стержня, несущего катушку, *a*; толщина

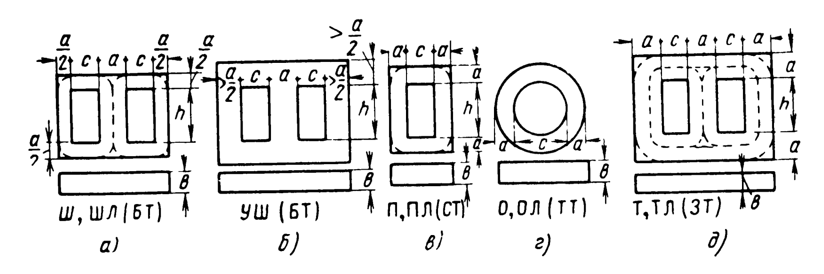


Рис. 5.6. Основные размеры сердечников и трансформаторов различных типов; сплошной линией даны очертания ШС, пунктирной — ЛС.

стержня *b*; ширина окна *c*, высота окна *h*. Все эти размеры в теоретических выкладках для удобства будем выражать в сантиметрах, лишь при конструктивном расчете обмоток, в условных обозначениях сердечников и в таблицах стандартизованных сердечников используем, как это принято, единицу *мм*.

Через размеры *a*, *b*, *c*, *h* можно выразить и внешние, габаритные, размеры сердечника. При этом некоторое значение имеет вид сердечника: у шихтованного углы прямые, у ленточного несколько скруглены, как показано пунктиром на рис. 5.6. В конкретных выражениях для определенности ориентируемся на очертания ленточных сердечников, хотя сколь-нибудь существенной роли это не играет.

Если представить себе, что катушки полностью, без каких-либо зазоров и каналов, занимают окно сердечника, то через размеры *a*, *b*, *c*, *h* можно выразить и размеры катушек. Высота катушек для всех типов т. м. м. есть в этом случае размер *h* (для ТТ это будет несколько особая

величина, см. ниже). Толщина одной катушки (на одну сторону) $c_к$ составит

$$\begin{aligned} &\text{для БТ, 1СТ} \quad c_к = c, \\ &\text{для СТ, ТТ, 3Т} \quad c_к = c/2. \end{aligned} \qquad (5.46)$$

Полные габаритные размеры одной катушки в плоскости, перпендикулярной ее оси, составят:

$$\begin{aligned} &\text{для БТ, 1СТ} \quad (a+2c)(b+2c), \\ &\text{для СТ, 3Т} \quad (a+c)(b+c), \\ &\text{для ТТ} \quad <(a+c)(b+c). \end{aligned} \qquad (5.47)$$

У т. м. м. с неполным заполнением окна (гл. 12) известная часть окна по ширине остается свободной, образуя своеобразный канал шириной δ. У таких т. м. м. габаритные размеры катушек соответственно меньше, а односторонняя толщина одной катушки составит

$$c_к \doteq c_\Delta c. \qquad (5.48)$$

Здесь степень заполнения окна катушки c_Δ есть отношение ширины окна, занятой катушками, к полной ширине окна c:

$$c_\Delta = (n_\Delta c_к)/c, \qquad (5.49)$$

где n_Δ — число сечений катушек в окне, причем для БТ, 1СТ $n_\Delta = 1$, для СТ, ТТ, 3Т $n_\Delta = 2$.

Выражением (5.48) можно пользоваться и как универсальным, полагая

$$\left.\begin{aligned} &\text{для т. м. м. с полным заполнением окна} \quad c_\Delta \approx 1, \\ &\text{для т. м. м. с неполным заполнением окна} \quad c_\Delta < 1. \end{aligned}\right\} \qquad (5.50)$$

Из других геометрических характеристик, связанных с основными размерами, выделим важные в тепловых расчетах поверхности охлаждения катушек $П_к$, *см*^{2}, и сердечника $П_с$, *см*^{2}. Это их открытые поверхности, через которые тепло может непосредственно отдаваться в окружающую среду. Очень важной величиной является отношение этих поверхностей, которое обозначим β. Заглядывая вперед, в рубрику «Метод геометрических изображений», воспользуемся данными табл. 5.2 и 5.4 и представим поверхности $П_к$, $П_с$ в обобщенном безразмерном виде $\varphi_{п\,к}$, $\varphi_{п\,с}$ через параметры геометрии (5.58), (5.60). Тогда

$$\beta = \Pi_c/\Pi_к = \varphi_{п\,c}/\varphi_{п\,к}. \qquad (5.51)$$

Выражение (5.51) часто используется в дальнейшем.

Используя некоторые постоянные коэффициенты, через основные размеры можно выразить и тактико-экономические характеристики т. м. м.— вес, объем, стоимость.

Тонкая структура т. м. м. Мы описали выше геометрию т. м. м. лишь в главных чертах, с позиций «макрогеометрии». Но во многих случаях, при глубоких исследованиях, этого недостаточно. Для т. м. м. с их малыми абсолютными размерами большую роль порой играют вторичные геометрические факторы, учет которых может привести к заметным количественным коррективам. Подобный учет означает переход к «микрогеометрии» и позволяет проанализировать тонкую структуру т. м. м. Это особенно важно при исследованиях оптимальной геометрии.

Ко вторичным геометрическим факторам отнесем следующие величины: зазор Δh в окне сердечника между его поперечными ярмами и торцами катушки (включая сюда и толщину изоляции торцов), зазор в окне сердечника между его продольными ярмами и боковой поверхностью катушки или между боковыми поверхностями двух смежных катушек в окне δ, суммарную толщину межобмоточной и корпусной изоляции катушек в окне на каждую фазу Δc (включая зазор внутри гильзы и толщину последней). Все эти величины определяются конструкторско-технологическими условиями и тогда $\delta = \delta_т$, а в ряде случаев параметр δ специально задается проектантом (т. м. м. с неполным заполнением окна, гл. 12, § 14.7). С учетом данных величин можно написать

$$h_к = h - \Delta h, \quad c_к = (c - \delta)/n_\Delta, \qquad (5.52)$$

где $h_к$ — высота катушки, *см*; n_Δ определяется по выражению (5.49).

Для ТТ в силу специфической геометрии катушки приходится прибегать к эквивалентным значениям для $h_к$ и $c_к$ (§ 7.5).

Сечения т. м. м. всех типов с указанием основных размеров и вторичных геометрических характеристик δ, Δh, т. е. с учетом тонкой структуры, приведены на рис. 5.7. Обращаем внимание на размер $h_к$ для ТТ. Представление этого размера по рис. 5.7 позволит объединить многие выражения для ТТ и других типов т. м. м.

Величины δ, Δh, Δc будут использованы в надлежащих случаях в общем анализе. При необходимости проведения количественных исследований с учетом этих величин будем использовать понятие типовой катушки, для которой их значения наиболее характерны. Эти типовые значения

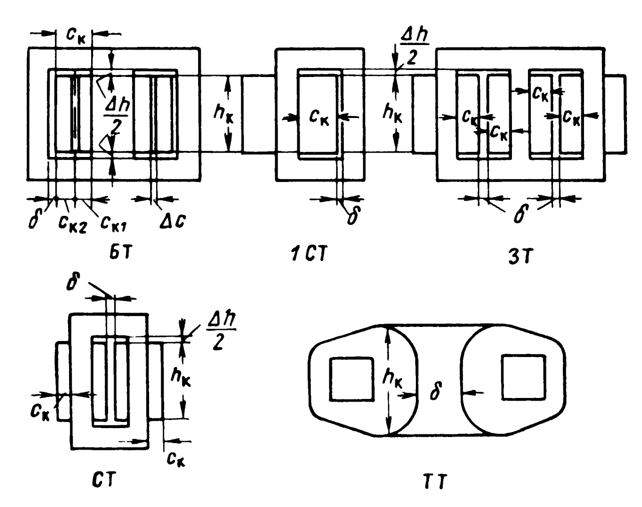


Рис. 5.7. Сечения т. м. м. с учетом тонкой структуры. Величину $c_к$ для ТТ см. на рис. 6.2 и 7.7.

приведены выражениями (5.56). Типовая катушка принята четырехобмоточной с бумажной изоляцией и прессованным каркасом для обычного низковольтного сухого т. м. м. Соответствующая ей толщина изоляции Δc разбивается условно на две составляющие Δc_1, Δc_2. Это позволяет рассматривать т. м.м. электрически как двухобмоточный, учитывая одновременно его констуктивные особенности как реального трансформатора с несколькими обмотками.

Коэффициенты заполнения. Коэффициенты заполнения, характеризующие степень использования сечений и объемов активным проводниковым материалом, играют большую роль в общем анализе и практических расчетах. Итоговой характеристикой служит интегральный коэффициент заполнения окна сердечника

$$k_{ок} = \frac{\sum\limits_{i=1}^{N+1} q_i w_i}{s_{ок}} \cdot 10^{-2}, \tag{5.53}$$

где $s_{ок} = ch/m_{ок}$ — площадь окна сердечника на фазу, $см^2$, $q_i w_i$ — то же, что и в (5.31); $m_{ок}$ — число фаз в одном окне сердечника:

$$\left.\begin{array}{ll}\text{для однофазных т. м. м.} & m_{ок} = 1, \\ \text{для трехфазных т. м. м.} & m_{ок} = 2.\end{array}\right\} \quad (5.54)$$

Однако в исследованиях общего характера конкретные характеристики обмоток неизвестны и необходимо выразить величину $k_{ок}$ в более общем виде. Обычно принимают ее некоторой постоянной $k_{ок}$ = const. В ряде случаев такое приближение приемлемо. В то же время, как известно из практики, эта величина не постоянна, а меняется в зависимости от размеров, геометрии, мощности т. м. м. Это вызвано различной удельной ролью изоляционных расстояний и зазоров в трансформаторах, а также технологических факторов намотки катушек. Иначе говоря, на величину коэффициента $k_{ок}$ влияет микрогеометрия т. м. м. Чтобы отразить это влияние и в то же время не лишиться возможности проведения обобщенного анализа, введем функциональный коэффициент заполнения окна в следующем виде:

$$k_{ок} = c_\Delta k_0 \frac{(c - \Delta c - \delta_т)(h - \Delta h)}{ch} = c_\Delta k_0 \frac{s_0}{s_{ок}}, \qquad (5.55)$$

где c_Δ определяется по выражению (5.49); Δh, Δc, $\delta_т$ — по (5.56), (5.57), $s_{ок}$ — по (5.53); чистое сечение катушек $s_0 = \frac{(c - \Delta c - \delta_т)(h - \Delta h)}{m_{ок}}$, где $m_{ок}$ определяется по (5.54).

Под величиной k_0 здесь понимаем коэффициент заполнения проводниковым материалом чистого сечения катушек в плоскости окна s_0, т. е. отношение суммарного сечения проводникового материала к площади окна за вычетом всех технологических зазоров и толщин слоевой и корпусной изоляции. Как показали исследования, коэффициент k_0 несравненно стабильнее по величине, чем коэффициент $k_{ок}$. Для наиболее распространенных условий его величина меняется весьма мало при широких изменениях размеров и мощности т. м. м. Значения k_0 приведены ниже.

Для типовых условий получено и принято

Параметр	БГ, 1СТ	3Т, СТ	ТТ
Δh, *см*	0,4	0,4	—
Δc, *см*	0,27	0,46	0,32
$\delta = \delta_т$, *см*	0,07	0,07	см. (5.57)
k_0	0,42	0,42	0,38

(5.56)

Для фольговых катушек (§ 2.3, 4.5) в типовом случае $k_0 = 0{,}68$.

Технологический зазор в окне у ТТ $\delta_т = \delta_{ТТ}$ не может быть задан постоянной величиной. Из-за технологических особенностей намотки эта величина растет с ростом диаметра сердечника c и с увеличением высоты намотки $h_к$. Анализ данных современных отечественных и зарубежных станков позволил прийти к следующей формальной зависимости между величиной $\delta_{ТТ}$ и размерами сердечника:

$$\delta_{ТТ} = \sqrt{\frac{c^2 + 4bc}{1 + 4c}}, \tag{5.57}$$

где b, c определяются по рис. 5.6.

Эта формула не является, конечно, точной, но достаточно полно отражает принципиальные особенности ТТ, давая, как правило, и близкие к реальным количественные результаты.

Выражение (5.55) в большой мере учитывает главный фактор, предопределяющий изменения величины $k_{ок}$,— роль размеров т. м. м. и изоляционных расстояний — и позволяет в значительной степени отразить тонкую структуру т. м. м. Оно будет использовано в нашем анализе при выявлении точных количественных результатов.

Метод геометрических изображений. Представление геометрических характеристик через абсолютные размеры a, b, c, h не позволяет вести обобщенный теоретический анализ. Кроме того, выражения для разных типов т. м. м. получаются различными, их нельзя унифицировать, что дополнительно усложняет задачу. Для устранения этих неприятностей используем метод относительных величин, который в его конкретно рассматриваемом приложении удобнее назвать методом геометрических изображений. Суть его заключается в введении изображений, т. е. безразмерных геометрических параметров, и объясняется ниже.

Один из размеров т. м. м. примем за опорный, базисный размер. В качестве такового выберем ширину стержня сердечника a, *см*, по рис. 5.6. Тогда макрогеометрию т. м. м. можно полностью описать тремя безразмерными параметрами геометрии:

$$x = c/a, \quad y = b/a, \quad z = h/a$$

или (5.58)

$$c = xa, \quad b = ya, \quad h = za,$$

где x — относительная ширина окна; y — относительная толщина сердечника; z — относительная высота окна.
Эти параметры обобщенно обозначим ζ, т. е.

$$\zeta = x, \text{ либо } \zeta = y, \text{ либо } \zeta = z. \tag{5.59}$$

Для описания тонкой структуры т.м.м. параметры геометрии ζ необходимо дополнить следующими:

$$x_0 = \frac{c - \Delta c - \delta_т}{a}, \quad x_к = \frac{c_к}{a}, \quad z_к = \frac{h_к}{a},$$

$$c_к = x_к a, \quad h_к = z_к a, \tag{5.60}$$

где $x_к$ — относительная толщина катушки; $z_к$ — высота катушки; $c_к$, $h_к$ определяются выражениями (5.46), (5.48) или (5.52).

С учетом этого получаем

$$x_0 = x - x_\Delta - x_\delta, \quad x_к = \frac{x - x_\delta}{n_\Delta}, \quad z_к = z - z_\Delta, \tag{5.61}$$

где $x_\Delta = \Delta c/a$; $x_\delta = \delta/a$; $z_\Delta = \Delta h/a$, Δc, Δh, δ определяются по (5.56) и (5.57)

Для ТТ параметры x_0, $x_к$ имеют специфические выражения (см. ниже и § 7.5).

Располагая параметрами геометрии, можно любую геометрическую характеристику Γ_x представить через базисный размер a и обобщенную безразмерную функцию φ_i этих параметров:

$$\Gamma_x = \varphi_i a^{\sigma_г}. \tag{5.62}$$

Функции φ_i зависят от параметров x, y, z, $x_к$, $z_к$, коэффициентов $k_{ок}$, k_0 и некоторых постоянных коэффициентов (удельные веса материалов γ и др.). Как видно из выражения (5.62), функции φ_i в безразмерном виде изображают геометрические характеристики, и мы их назовем геометрическими изображениями или просто изображениями.

Индекс «i» указывает конкретно изображаемую геометрическую характеристику. Полную расшифровку изображений φ_i приводим в табл. 5.2. Там же даны обозначения всех основных геометрических характеристик Γ_x.

Таблица 5.2

Изображения и изображаемые характеристики

Изображаемая характеристика	Ее обозначение	Ее изображение φ_i
Длина средней магнитной линии	l_c	φ_l
Средняя длина витка катушки	l_w	φ_w
То же для внутренней (первичной) обмотки	l_{w1}	φ_{w1}
То же для наружной (вторичной)	l_{w2}	φ_{w2}
Сечение сердечника (геометрическое)	s_c	φ_s
Полное сечение (площадь) окна (на фазу)	$s_{ок}$	$\varphi_{ок}$
То же, но только для внутренней (первичной) обмотки	s_1	$\varphi_{ок1}$
То же, но только для наружной (вторичной)	s_2	$\varphi_{ок2}$
Чистые сечения катушек в окне (на фазу) — общее и раздельно по обмоткам	s_{01}, s_{02}	φ_{01}, φ_{02}
Поверхность охлаждения катушек на (фазу)	$П_к$	$\varphi_{п\,к}$
То же сердечника	$П_с$	$\varphi_{п\,с}$
Объем, занятый катушками (на фазу)	$V_к$	$\varphi_к$
То же, но только для наружных (вторичных) обмоток	$V_{к2}$	$\varphi_{к2}$
Объем, занятый чистым сечением катушек (на фазу)	$V_{к0}$	$\varphi_{к0}$
Объем, занятый сердечником (на фазу)	V_c	φ_c
Габаритный объем т. м. м. *	V	φ_v
Вес сердечника (на фазу)	G_c	φ_{gc}
Вес катушек (на фазу)	$G_к$	$\varphi_{gк}$
Вес т. м. м. (на фазу) **	G	φ_g
Стоимость сердечника (на фазу)	$Ц_c$	$\varphi_{ц\,с}$
То же катушек	$Ц_к$	$\varphi_{ц\,к}$
Стоимость т. м. м. (на фазу)	$Ц$	$\varphi_ц$

* Объем параллелепипеда, описанного по габаритным размерам т. м. м.
** Под весом G понимаем суммарный вес активных материалов $G_c + G_к$.

Функциональный вид изображений φ_i, как и степенного показателя $\sigma_г$, зависит от интересующей нас геометрической характеристики. Так, для линейных функций размера (длин) $\sigma_г = 1$, квадратичных (площадей, сечений, поверхностей) $\sigma_г = 2$, кубических (объемов, весов) $\sigma_г = 3$. Значения $\sigma_г$ в сочетании с сопрягаемыми изобра-

Таблица 5.3

Значения показателя $\sigma_г$

Значения $\sigma_г$ для изображений		
φ_l, φ_{wi}	φ_s, $\varphi_{окi}$, $\varphi_{п к}$, $\varphi_{п с}$	$\varphi_{кi}$, $\varphi_с$, φ_v, φ_{gi}, $\varphi_{цi}$
1	2	3

жениями даем в табл. 5.3. Изображения φ_i можно получить, проведя несложный геометрический анализ. Скажем, сечение окна $s_{ок} = ch$ и с учетом выражений (5.59) $s_{ок} = xaza = xza^2$, откуда изображение $\varphi_{ок} = xz$. Зная изображения объемов, занятых сердечником и катушками $\varphi_с$ и $\varphi_к$, легко получаем для веса т. м. м.

$$G_с = \gamma_с k_с \varphi_с a^3 + \gamma_к k_{ок} \varphi_к a^3,$$

где $k_{ок}$ — коэффициент заполнения окна; $\gamma_с$, $\gamma_к$ — удельные веса магнитного материала сердечника и проводникового материала катушки. Отсюда изображения весов: для сердечника $\varphi_{gс} = \gamma_с k_с \varphi_с$, для катушек $\varphi_{gк} = \gamma_к k_{ок} \varphi_к$ и т. м. м. в целом $\varphi_g = \varphi_{gс} + \varphi_{gк}$.

Рассмотренные изображения одинаковы для всех типов т. м. м. Другие могут быть и различными. Не продолжая конкретного анализа, предложим сразу его результаты для всех изображений и всех типов т. м. м. Эти результаты помещаем в табл. 5.4. Там же приведены безразмерные параметры $x_к$, x_0, $z_к$. Для ТТ эти величины изображают эквивалентные значения, учитывающие реальную геометрию катушки таких трансформаторов (§ 7.5, рис. 7.7). Требуют пояснения изображения длин витка φ_{wi} и сечений окна $s_{ок\, i}$, относящихся раздельно к внутренней и наружной обмоткам т. м. м. и включающих в себя соотношение плотностей тока этих обмоток ε. Такие пояснения будут сделаны специально в следующей рубрике данного параграфа.

Используя параметры геометрии и изображения, можно функциональный коэффициент заполнения окна $k_{ок}$ (5.55) выразить полностью через безразмерные величины:

$$k_{ок} = c_\Delta k_0 \frac{x_0 z_к}{xz} = c_\Delta k_0 \frac{\varphi_0}{\varphi_{ок}} \qquad (5.63)$$

Сводка изобра

φ_i	Функциональное	
	БТ	1СТ
$x_к$	$x-x_\delta$	$x-x_\delta$
x_0	$x_к-x_\Delta$	$x_к-x_\Delta$
$z_к$	$z-z_\Delta$	$z-z_\Delta$
φ_l	$2(x+z)+\pi/2$	$2(x+z)+\pi$
$\varphi_{ок}$	xz	xz
φ_0	$x_0 z_к$	$x_0 z_к$
$\varphi_{пс}$	$2y(2x+z+\pi)+2(2x+z+\pi/2)$	$y(2x+z+2\pi)+2(2x+$ $+z+\pi)$
$\varphi_{пк}$	$2z_к(\pi x_к+\xi y+1)+$ $+1{,}4x_к(\pi x_к+2)$	$z_к[2\pi x_к+y(1+\xi)+2]+$ $+1{,}4x_к(2+y+\pi x_к)$
φ_v	$2(x+1)(z+1)\times(y+2x_к)$	$(x+x_к+2)(z+2)\times$ $\times(y+2x_к)$

Далее одинаково

φ_w	$k_{тw}(2+2y+\pi x_к)$	φ_s	y
φ_{w1}	$k_{тw}\left(2+2y+\pi x_к\times\right.$ $\left.\times\dfrac{\varepsilon i_1}{1+\varepsilon i_1}\right)$	$\varphi_{ок1}$	$\varepsilon i_1\dfrac{\varphi_{ок}}{1+\varepsilon i_1}$
		$\varphi_{ок2}$	$\dfrac{\varphi_{ок}}{1+\varepsilon i_1}$
φ_{w2}	$k_{тw}\left(2+2y+\pi x_к\times\right.$ $\left.\times\dfrac{1+2\varepsilon i_1}{1+\varepsilon i_1}\right)$	φ_c	$y\varphi_l$
		φ_{01}	$\dfrac{\varphi_0}{1+\varepsilon i_1}\varepsilon i_1$

Таблица 54.

жений φ_i

	выражение φ_i для типов т. м. м.		
	СТ	ЗТ	ТТ
	$\frac{1}{2}(x-x_\delta)$	$\frac{1}{2}(x-x_\delta)$	$\frac{1}{8}\left(\frac{x_0^2}{x+2}+\frac{x_0^2}{2x}+x-x_\delta\right)+\frac{1}{\pi}\left(\sqrt{N_{\text{ТТ}}}-1\right)$
	$2x_{\text{к}}-x_\Delta$	$x_{\text{к}}-x_\Delta$	$\sqrt{x^2-x_\delta^2}$
	$z-z_\Delta$	$z-z_\Delta$	$y+x_0^2/2x$
	$2(x+z)+\pi$	$(4x+3z+4{,}9)/3$	$\pi(x+1)$
	xz	$xz/2$	$\pi x^2/4$
	$x_0 z_{\text{к}}$	$x_0 z_{\text{к}}$	$\frac{\pi}{4}\left[x_0^2-x_\Delta(x+x_\delta)\right]$
	$2y(x+\pi)+2(2x+\pi)$	$\frac{4}{3}(2x+2{,}5)+\frac{4}{3}y(x+2{,}1)$	0
	$2z_{\text{к}}\left[2\pi x_{\text{к}}+y(1+\xi)+2\right]+2{,}8x_{\text{к}}(\pi x_{\text{к}}+y+2)$	$2z_{\text{к}}(\pi x_{\text{к}}+\xi y+1)+1{,}4x_{\text{к}}(\pi x_{\text{к}}+2)$	$\pi y\left[\sqrt{(x+2)^2+x_0^2}+\xi x_\delta\right]+\frac{\pi^2}{8}\left[2x_0^2+(x+x_\delta)\left(x-x_\delta+\frac{x_0^2}{2x}\right)\right]+2\pi(x+1)\sqrt{N_{\text{ТТ}}}$
	$(x+2x_{\text{к}}+2)(z+2)\times(y+2x_{\text{к}})$	$\frac{1}{3}(2x+2x_{\text{к}}+3)(z+2)\times(y+2x_{\text{к}})$	$\left[x_0^2+(x+2)^2\right]\left(y+\frac{x_0^2}{2x}\right)$

для всех типов

φ_{02}	$\frac{\varphi_0}{1+\varepsilon i_1}$	$\varphi_{g\text{к}}$	$k_{\text{ок}}\gamma_{\text{к}}\varphi_{\text{к}}=k_0\gamma_{\text{к}}\varphi_{\text{к}0}$
$\varphi_{\text{к}0}$	$\varphi_w\varphi_0$	φ_g	$\varphi_{g\text{с}}+\varphi_{g\text{к}}$
$\varphi_{\text{к}}$	$\varphi_w\varphi_{\text{ок}}$	$\varphi_{\text{цс}}$	$ч_{\text{с}}\varphi_{g\text{с}}$
$\varphi_{\text{к}2}$	$\varphi_{w2}\varphi_{\text{ок}2}$	$\varphi_{\text{цк}}$	$ч_{\text{к}}\varphi_{g\text{к}}$
$\varphi_{g\text{с}}$	$k_{\text{с}}\gamma_{\text{с}}\varphi_{\text{с}}$	$\varphi_{\text{ц}}$	$\varphi_{\text{цс}}+\varphi_{\text{цк}}$

Примечания к табл. 5.4: 1. Параметры x, y, z, $x_к$, $z_к$, x_0, x_Δ, z_Δ, x_δ определены в выражениях (5.58), (5.60), (5.61), парамегр x_δ для ТТ — в (5.65), x_0 для ТТ — в (7.18), функции φ_i — в табл. 5.2.

2. $\gamma_с$, $\gamma_к$ — удельные веса активных материалов сердечника и катушек, $г/см^3$.

3. $ц_с$, $ц_к$ — удельные стоимости сердечника и катушки в готовом изделии, $коп/г$, по данным § 5.5.

4. Коэффициент ξ определяется по материалам § 7.7, рис. 7.13; при $\delta \longrightarrow \delta_т$ ($\delta \approx 0$) $\xi = 0$.

5. Технологический коэффициент разбухания катушек $k_{тw} \approx 1{,}1$ (§ 6.6).

6. Соотношение плотностей тока ε берется по данным § 8.4 и выражениям (8.36) или (8.39).

7. Ток i_1 определяется по выражению (5.10) и данным § 8.2, 14.3.

8. Изображения $\varphi_{пс}$ и $\varphi_с$ приведены для очертаний ленточных сердечников (при скругленных углах). Для шихтованных сердечников их можно использовать с точностью до нескольких процентов.

9. Торцевая поверхность охлаждения катушек взята с коэффициентом 0,7, у 3Т взята поверхность охлаждения катушки для средней фазы (§ 7.6).

10. В выражениях для $\varphi_{пк}$ в инженерных расчетах можно брать $z_к = z$.

11. Для БТ, СТ, 1СТ, 3Т всегда $s_{ок} = ch/m_{ок}$, $\varphi_{ок} = xz/m_{ок}$; $c_к = (c - \delta)/n_\Delta$, $x_к = (x - x_\delta)/n_\Delta$, где n_Δ определяется выражением (5.49), $m_{ок}$ — (5.53), (5.54).

12. При необходимости использовать в каких-либо выражениях коэффициент заполнения проводниковым материалом следует брать коэффициент $k_{ок}$, если для сечения окна применено изображение $\varphi_{ок}$, и коэффициент k_0, если применено изображение φ_0. Соответственно в качестве изображения объема катушки надо брать в первом случае $\varphi_к$, во втором — $\varphi_{ко}$.

13. $N_{ТТ} = 1 + \left[\dfrac{x_0^2}{2x(x+2)}\right]^2$.

При полном заполнении окна ($c_\Delta = 1$)

$$k_{ок} = k_0 \frac{x_0 z_к}{xz} = k_0 \frac{\varphi_0}{\varphi_{ок}}, \qquad (5.64)$$

где x, z; x_0, $z_к$ определяются по выражениям (5.58), (5.61), φ_0, $\varphi_{ок}$ — по табл. 5.4.

Можно через параметры геометрии (5.58) представить и параметр $\delta_{ТТ}$ (5.57):

$$x_{\delta ТТ} = \frac{\delta_{ТТ}}{F(a)} = \sqrt{\frac{x^2 + 4xy}{1 + 4x}}. \qquad (5.65)$$

Метод изображений и сами изображения по табл. 5.4 будем постоянно использовать в данной книге. При этом в зависимости от поставленной задачи и требуемой точности и строгости решения будем ограничиваться параметрами геометрии (5.58) и изображениями, построенными на их базе, либо прибегать к дополнительным параметрам (5.60) и изображениям, связанным с ними. При необходимости тот или другой подход оговаривается.

Всегда должно иметь место соответствие величин $k_{ок}$ и $s_{ок}$ ($\varphi_{ок}$) или k_0 и s_0 (φ_0), ибо из формул (5.55), (5.63),

(5.64) имеем $k_{ок}s_{ок} = k_0 s_0$, $k_{ок}\varphi_{ок} = k_0\varphi_0$. Это значит, что наличие в том или ином выражении величины $k_{ок}$ однозначно предполагает наличие в том же выражении величины $s_{ок}$ или $\varphi_{ок}$ и наоборот. Наличие же величины k_0 однозначно предполагает наличие величины s_0 или φ_0 и наоборот. Соответственно любое выражение, полученное при использовании величин $k_{ок}$, $s_{ок}$ ($\varphi_{ок}$), можно автоматически использовать для тонкого анализа, заменив эти величины через k_0 и s_0 (φ_0), и наоборот. То же относится к изображениям объема катушки: величинам $k_{ок}$, $s_{ок}$ соответствует $\varphi_к$, величинам k_0, s_0 соответствует $\varphi_{к0}$. Подобный прием для сокращения выкладок и изложения в целом мы будем применять в нужных случаях. Используя изображение $\varphi_{п\,к}$ для поверхности катушек в инженерных целях, можно с достаточной точностью параметр $z_к$ заменять через z, что мы также будем иметь в виду в тех или иных случаях, принимая

$$z_к \quad z. \tag{5.65'}$$

Если необходимо использовать для тех или иных оценок типовые значения коэффициентов заполнения окна, то берем k_0 по данным (5.56), а $k_{ок} = 0{,}3$. Типовым значением коэффициента заполнения сердечника считаем $k_c = 0{,}9$. В требуемых случаях типовые характеристики для различных типов т. м. м. берем дифференцированно, что оговаривается.

Геометрические характеристики и соотношение плотностей тока обмоток. Представляя т. м. м. двухобмоточным, введем понятие соотношения плотностей тока его обмоток:

$$\varepsilon = j_2/j_1, \tag{5.66}$$

где j_1 — плотность тока внутренней обмотки; j_2 — плотность тока наружной обмотки.

Обычно внутрення обмотка является первичной, наружная — вторичной, обе системы терминов считаем равнозначными, хотя первая точнее.

В теории трансформаторов принимают обычно

$$j_1 = j_2, \quad \varepsilon = 1.$$

Однако доказательства оптимальности такого соотношения в литературе отсутствуют. Более того, далее покажем, что для т. м. м., как правило, оптимально условие $\varepsilon \neq 1$, $\varepsilon < 1$ (§ 8.4). В то же время при анализе тонкой струк-

туры т. м. м. величина ε не безразлична для конечных результатов. Она сказывается и на выражениях для некоторых геометрических характеристик. Поскольку эти выражения нужны для всего дальнейшего анализа, рассмотрим этот вопрос, введя органически в анализ параметр ε.

Обратимся к наиболее важному обстоятельству, выяснив, как распределяется полная площадь (сечение) окна сердечника между двумя обмотками приведенного трансформатора. Обозначим через s_1, s_2 площади, приходящиеся раздельно на первичную и вторичную обмотки. Учтем в общем случае также возможное различие коэффициентов заполнения $k_{\text{ок}}$ для этих обмоток, введя раздельные коэффициенты $k_{\text{ок }1}$ и $k_{\text{ок }2}$. Тогда, используя приведенное значение сечения q_2, получаем

$$\left.\begin{aligned} k_{\text{ок}}s_1 = wq_1\cdot 10^{-2}, \quad k_{\text{ок}}s_2 = wq_2\cdot 10^{-2},\\ k_{\text{ок}1}s_1 = w\frac{I_1}{j_1}\cdot 10^{-2}, \quad k_{\text{ок}2}s_2 = w\frac{I}{j_2}\cdot 10^{-2},\\ s_1 + s_2 = s_{\text{ок}}, \end{aligned}\right\} \qquad (5.67)$$

где I, I_1 определяются по выражениям (5.3), (5.5).

Введя сюда i_1 по (5.10) и ε по (5.66), находим

$$\frac{s_1}{s_2} = k_{21}\varepsilon i_1, \quad s_1 = k_{21}\varepsilon i_1\frac{s_{\text{ок}}}{1 + k_{21}\varepsilon i_1}, \quad s_2 = \frac{s_{\text{ок}}}{1 + k_{21}\varepsilon i_1}, \qquad (5.68)$$

где

$$k_{21} = \frac{k_{\text{ок}2}}{k_{\text{ок}1}}.$$

Обычно дифференциация значений $k_{\text{ок}2}$ и $k_{\text{ок}1}$ не дает существенных отличий и можно принять

$$k_{\text{ок}1} = k_{\text{ок}2} = k_{\text{ок}}, \quad k_{21} = 1. \qquad (5.69)$$

Тогда

$$\frac{s_1}{s_2} = \varepsilon i_1, \quad s_1 = \varepsilon i_1\frac{s_{\text{ок}}}{1+\varepsilon i_1}, \quad s_2 = \frac{s_{\text{ок}}}{1+\varepsilon i_1}. \qquad (5.70)$$

Если мы используем сечение s_0, оно займет место $s_{\text{ок}}$ в этих выражениях. Выражения (5.70) имеют обобщенный характер. Положив $\varepsilon = 1$, $i_1 = 1$, находим

$$\frac{s_1}{s_2} = 1, \quad s_1 = s_2 = \frac{s_{\text{ок}}}{2}, \quad qw\cdot 10^{-2} = \frac{(k_{\text{ок}}s_{\text{ок}})}{2}, \qquad (5.71)$$

где q — средняя величина между q_1 и q_2.

Как известно, это обычное условие, принимаемое в анализе и расчетах трансформаторов, в том числе и т. м. м.

Видим, что оно является всего лишь частным случаем обобщенного условия (5.70). Насколько же существенно полученное уточнение? В § 8.4 показано, что для т. м. м. могут быть, в частности, оптимальны значения $\varepsilon = 0{,}6 \div 0{,}8$. Приняв для примера $\varepsilon = 0{,}7$, $i_1 = 1{,}1$, получим $s_1/s_2 = 0{,}7 \cdot 1{,}1 = 0{,}77$ вместо обычного 0,5. Разница существенна. Далее будем использовать полученные обобщенные выражения (5.70).

Обратимся теперь к такой важной характеристике, как средняя длина витка i-й обмотки l_{wi}. Разобьем общую толщину катушки $c_к$ на толщины $c_{к1}$, $c_{к2}$ для каждой обмотки раздельно (рис. 5.7). Очевидно,

$$c_{к1} = c_к \frac{s_1}{s_{ок}}, \quad c_{к2} = c_к \frac{s_2}{s_{ок}} = c_к - c_{к1}. \tag{5.72}$$

Для средних длин витков можно записать из чисто геометрических представлений

$$l_{w1} = 2(a + b) + \pi c_{к1}; \quad l_{w2} = 2(a + b) + \pi (c_к + c_{к1}), \tag{5.73}$$

где a, b, $c_к$, $c_{к1}$ определены на рис. 5.7.

Подставляя в (5.73) $c_{к1}$ по выражению (5.72) с учетом (5.68) или (5.70), находим

$$\begin{aligned} l_{w1} &= 2(a + b) + \pi c_к \frac{k_{21}\varepsilon i_1}{1 + k_{21}\varepsilon i_1}, \\ l_{w2} &= 2(a + b) + \pi c_к \frac{1 + 2k_{21}\varepsilon i_1}{1 + k_{21}\varepsilon i_1} \end{aligned} \tag{5.74}$$

или

$$\begin{aligned} l_{w1} &= 2(a + b) + \pi c_к \frac{\varepsilon i_1}{1 + \varepsilon i_1}, \\ l_{w2} &= 2(a + b) + \pi c_к \frac{1 + 2\varepsilon i_1}{1 + \varepsilon i_1}. \end{aligned} \tag{5.75}$$

Из выражений (5.70) и (5.75) путем деления их на величины a^2 и a и привлечения параметров геометрии (5.58), (5.60) и изображений $\varphi_{ок}$, φ_0 по табл. 5.2, 5.4 получаем изображения $\varphi_{ок1}$, $\varphi_{ок2}$, φ_{w1}, φ_{w2} для величин s_1, s_2, l_{w1}, l_{w2}, также занесенные в табл. 5.4 и широко используемые в дальнейшем.

5.4. Основные критерии проектирования

Общие положения. Разбираемые в этом параграфе критерии проектирования характеризуют способность т. м.м. удовлетворительно выполнять свои функции как элемента общей схемы устройства. В этом смысле для силовых т. м. м. существует три основных критерия проектирования: допустимый перегрев τ, допустимое падение напряжения u, допустимый намагничивающий ток i_0. Для других видов т. м. м. известны и другие специальные критерии проектирования, например, для ТС — электрическая постоянная времени обмотки [224 и др.]. Здесь рассмотрим указанные три критерия.

В каждом случае проектирования один из них окажется самым жестким, самым сильным или, как говорят, критичным условием и предопределит весь ход проектирования. Это предопределение заключается в выборе величин электромагнитных нагрузок j и B (§ 5.2), о чем будет сказано в заключительной рубрике параграфа.

Перегрев. Перегрев характеризует тепловой режим. Долговечность и надежность трансформатора могут быть обеспечены, если выдержан определенный тепловой режим и обеспечена величина перегева τ, не превышающего допустимого или, иными словами, заданного. Этот критерий распространяется на т. м. м. всех видов, типов и назначений без каких-либо исключений. Допустимый перегрев может задаваться в широких пределах, от 15—20 до нескольких сотен градусов. Наиболее распространены значения τ около 50 *град* *. Перегрев $\tau = 50$ *град* считаем типовым. Подробно тепловой режим рассмотрен в гл. 7.

Несмотря на то что соблюдение допустимого перегрева является всегда непреложным условием проектирования, это условие может оказаться не критичным и уступить место другому, более сильному в данном случае критерию.

Посмотрим, как связаны с перегревом нагрузки j и B. Известно, что перегрев увеличивается с ростом потерь в т. м. м. и обратно пропорционален эффективной поверхности охлаждения Π_0 (см. гл. 7, § 7.10). В самом общем виде можно записать

$$\tau \doteqdot \frac{p_c + p_к}{\Pi_0} .$$

* См. примечание на стр. 203

Учитывая выражения для потерь (5.26) и (5.36) и для поверхности охлаждения $\Pi_0 = \varphi_{п0} a^2$ (аналогично табл. 5.4), получаем, опуская члены, не зависящие от размеров, и обозначая через k некоторый постоянный коэффициент,

$$\tau \doteq \frac{B^2a^3 + kj^2a^3}{a^2} \doteq (B^2 + kj^2)\, a;$$

отсюда

$$B \doteq \sqrt{\tau/a}, \quad j \doteq \sqrt{\tau/a}. \qquad (5.76)$$

Следовательно, чтобы сохранить постоянным (заданным) перегрев τ, необходимо уменьшать по мере роста размеров

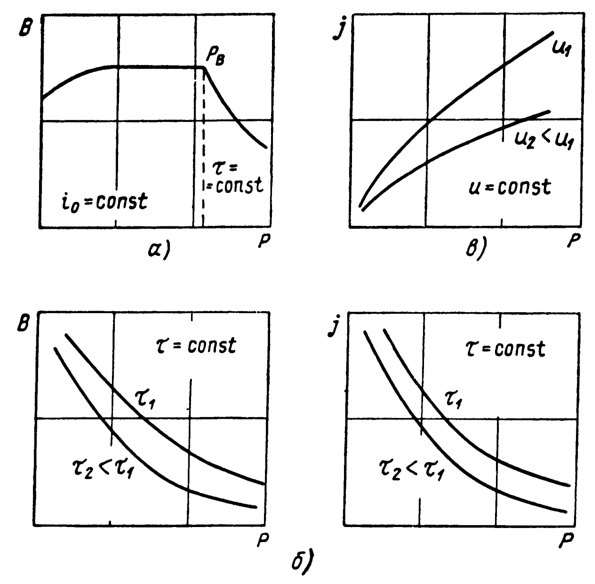


Рис. 5.8. Зависимости электромагнитных нагрузок от мощности.

т. м. м. (рост базисного размера a) индукцию B и плотность тока j. Так как с размерами при прочих равных условиях связана мощность т. м. м., можно тот же вывод сделать о зависимости j, B от мощности P.

Принципиальные зависимости $j\,(P)$, $B\,(P)$ изображены на рис. 5.8, *б*. Если перегрев является самым сильным, определяющим критерием проектирования, нагрузки j и B выбираются из подобных зависимостей.

Т. м. м., для которых перегрев является определяющим критерием проектирования, будем называть трансформаторами, проектируемыми при заданном перегреве или трансформаторами, проектируемыми при постоянном перегреве, что одно и то же, или также трансформаторами, проектируемыми при условии $\tau = \text{const}$.

Падение напряжения. Для мощных трансформаторов большое значение имеет величина падения напряжения, или напряжения короткого замыкания $u_к$. Она является одним из важнейших параметров при проектировании. Величины $u_к$ стандартизованы и их выдерживают с очень большой точностью для обеспечения, в частности, условий параллельной работы трансформаторов. Так как т. м. м. соединяются параллельно лишь в исключительных случаях (при этом всегда однотипные, с заведомо одинаковыми параметрами), то величина $u_к$ не играет принципиальной роли и обычно не требуется добиваться ее конкретного значения.

Однако для т. м . м. очень большую роль играет параметр, близкий к $u_к$ по смыслу, но в то же время и существенно от него отличный — изменение выходного напряжения трансформатора под нагрузкой u. Эту величину для т. м. м. будем называть падением напряжения, хотя это не строго согласуется с терминологией, принятой в общей теории трансформаторов. Мы это делаем ради упрощения терминологии и учитывая широкое распространение такого термина на практике среди разработчиков и потребителей т. м. м. В какой-то мере нас оправдает то обстоятельство, что параметр $u_к$ мы использовать не будем и возможная в принципе путаница тем самым исключается.

Величина u характеризует стабильность выходного напряжения, показывая в относительных единицах, как оно изменяется при полном изменении тока нагрузки от нуля до номинального. Смысл величины u и ее отличие от величины $u_к$ поясним при помощи векторной диаграммы приведенного трансформатора в пренебрежении таким вторичным (в данном случае!) фактором, как намагничивающий ток (рис. 5.9).

Эту диаграмму легко построить на базе эквивалентной схемы рис. 5.2. На рис. 5.9, *а* диаграмма построена для гипотетического случая $x_i \gg r_i$, т. е. в пренебрежении активными сопротивлениями обмоток. Это характерно для мощных трансформаторов. Напряжение $U_к$ показано жир-

ной линией. Изменение напряжения ΔU тоже вызвано падениями напряжения в обмотках, но представляет собой разность между абсолютными значениями U_1 и U'_2, причем последнее взято при номинальной нагрузке. В отсутствии нагрузки все падения напряжения отсутствуют и оно равнялось бы величине U_1. Для наглядности величина U'_2

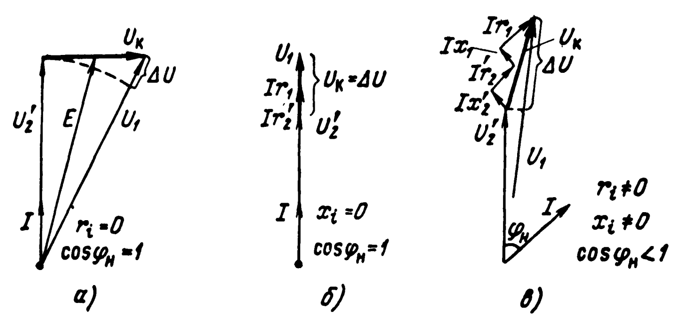


Рис. 5.9. Векторные диаграммы т. м. м.

пунктиром перенесена на вектор U_1. Разница между величинами $U_к$ и ΔU видна отчетливо. Иначе говоря, $U_к$ есть векторная разность, а ΔU — алгебраическая:

$$\dot{U}_к=\dot{U}_1-\dot{U}'_2, \quad \Delta U=U_1-U'_2.$$

Модуль $|\dot{U}_к|=|\dot{U}_1-\dot{U}_2|$ при реальных для т. м. м. фазовых сдвигах U_1 и U'_2 всегда меньше разности $U_1-U'_2$. Лишь в предельном случае, когда векторы U_1 и U'_2 совпадают по фазе, получаем $|\dot{U}_к|=U_1-U'_2$, $U_к=\Delta U$. Такой случай имеет место при активной нагрузке и активных сопротивлениях обмоток при полном отсутствии реактивных составляющих. Для него построена векторная диаграмма на рис. 5.9, *б*. Этот случай близок к типичному для т. м. м., исключая т. м. м. достаточно высокой частоты.

Под относительным падением напряжения u понимаем величину (рис. 5.9).

$$u=\Delta U/U_1\approx\Delta U/E. \qquad (5.77)$$

Она играет все большую роль при проектировании т. м. м. Это связано, с одной стороны, с расширением температурного диапазона работы т. м. м., с другой стороны, со все расширяющимся применением т. м. м. для питания схем с высоконадежными электронными лампами и полупровод-

никовыми приборами, которые требуют особо стабильного напряжения питания.

Поэтому в целом ряде случаев в задании на проектирование т. м. м. оговаривают верхний предел величины u — предельно допустимое падение напряжения. Иногда этот предел устанавливают из желания сохранить на определенном уровне величину к. п. д. Однако чаще всего это объясняется необходимостью иметь стабильное напряжение на вторичных обмотках при изменении нагрузки и условий работы трансформатора. Действительно, т. м. м. авиационной аппаратуры, например, работают при температурах от — 60 до +130—150° С, а то и выше. При таком перепаде температур сопротивление обмоток меняется (согласно выражению (5.37)) очень значительно — приблизительно в 1,8 раза. Примерно так же изменится и падение напряжения u. У т. м. м. величина u может быть весьма велика (§ 8.3), поэтому значительное изменение ее приводит к заметному изменению и вторичного напряжения. Цепи же накалов и анодов электронных приборов требуют зачастую поддержания напряжения в довольно жестких пределах (несколько процентов). Аналогичные требования предъявляют и некоторые другие потребители, особенно в схемах автоматики, управления и т. д.

Предположим, что величина u для данного трансформатора при отрицательной температуре составляет 0,15. В приведенном выше примере она может измениться в 1,8 раза, т. е. составить 0,27. Следовательно, вторичное напряжение только за счет изменения температуры изменится на величину 0,12 (12%), что во многих случаях недопустимо.

Величина допустимого падения напряжения может быть различной в зависимости от назначения и условий работы трансформатора. При самых жестких требованиях по стабильности напряжения допустимая величина u составляет 0,05—0,1 (5—10%), хотя в отдельных специальных случаях эта величина может снизиться до 0,01—0,02 (1—2%). При менее жестких требованиях величина u может доходить до 0,20. Наконец, величина u может вообще не ограничиваться. Типовым значением считаем $u = 0,1$. (В США согласно [273] за норму принято $u = 0,15$.)

Рассмотрим в первом приближении, от чего зависит величина u. Учтем только активное падение напряжения при активной нагрузке (что вполне характерно для т.м.м. согласно данным § 8.3). Используя выражение (5.77),

запишем

$$u = \frac{Ir_1 + Ir_2'}{E}$$

и умножим числитель и знаменатель на ток I, обратившись также к равенствам (5.15) и (5.30):

$$u = \frac{I^2 r_2' + I^2 r_1}{EI} = \frac{p_к}{P} . \qquad (5.78)$$

Отсюда $p_к = uP$. Согласно выражению (5.35) $p_к \doteq j^2$, поэтому получаем, что при заданной (постоянной) величине u плотность тока можно увеличивать по мере роста мощности P.

Принципиальные зависимости $j(P)$ изображены на рис. 5.8, *в*. Если падение напряжения является определяющим критерием проектирования, плотность тока j выбирается из подобных зависимостей. Как видим, зависимость $j(P)$ оказалась прямо противоположной той, которая получена при условии заданного перегрева (рис. 5.8, *б*).

Т. м. м., для которых падение напряжения является определяющим критерием проектирования, будем называть трансформаторами, проектируемыми при заданном падении напряжения, или трансформаторами, проектируемыми при постоянном падении напряжения, что одно и то же, или также трансформаторами, проектируемыми при условии $u = \text{const}$.

Намагничивающий ток. Как уже отмечалось и будет показано в § 8.2, намагничивающий ток i_0 (5.10) может у т. м. м. быть весьма значительным — от 0,1—0,2 до 1 и более. Каким именно — целиком зависит от проектировщика (брак изготовления мы в виду не имеем). Если другие условия неизменны, ток i_0 возрастает с ростом магнитной индукции B, поскольку одновременно с этим (в соответствии с кривой намагничивания сердечника) возрастает требуемая напряженность намагничивающего поля $H_э$ (5.8). Так как выбор индукции находится в руках проектировщика, можно говорить и о выборе величины намагничивающего тока.

Как же разумно произвести такой выбор? Это еще один важный вопрос, возникающий в теории проектирования т. м. м. Рассматривать его надо с двух сторон — со стороны влияния величины i_0 на показатели самого трансформатора и влияния ее на питающую сеть и источник питания.

Увеличение i_0 означает рост реактивной нагрузки в сети и снижение $\cos\varphi$ нагрузки для источника энергии. Это, разумеется, нежелательно. Зато одновременно выигрывает сам трансформатор, ибо увеличение i_0, т. е. B, означает уменьшение его размеров. Поиску оптимального решения в этом отношении путем исследования соответствующих интегральных характеристик посвящены специальные разделы книги (см. § 5.5, 9.4, гл. 10, 11).

Рассмотрим теперь, как должен выбираться ток i_0, если никакие внешние ограничения не имеют места. Увеличение тока позволяет выбирать большие индукции B. Увеличение индукции приводит к уменьшению размеров т. м. м. и другим преимуществам. Однако увеличение индукции и намагничивающего тока имеет свои разумные пределы. Рост тока i_0 (I_0) означает и рост полного первичного тока i_1 (I_1) (5.5). Значит, будут расти и потери в катушке. Для обеспечения заданного перегрева это потребует увеличения поверхности охлаждения трансформатора, т. е. увеличения его размеров. Поэтому существует некоторое оптимальное значение i_0, обеспечивающее получение минимальных габаритов трансформаторов. Определение этого оптимального значения будет произведено в § 11.5.

Кроме того, увеличение индукции B и, следовательно, тока i_0 имеет предел из чисто практических соображений — нежелательность работы далеко за коленом кривой намагничивания из-за нестабильности магнитных характеристик в этой зоне. Все это приводит к тому, что при малых мощностях т. м. м. не удается выбрать индукцию B столь большой, как это следует из рис. 5.8, *б*. Наконец, лимитирует и прямое насыщение сердечника. Поэтому практически вместо кривых рис. 5.8, *б* для индукции B надо принять кривые по рис. 5.8, *а*, учитывающие условия намагничивания.

Сделаем выводы. Ток i_0 является важным параметром. Однако, как правило, самостоятельного значения как критерий проектирования он не имеет. Лишь в отдельных случаях может заведомо задаваться требуемая величина i_0. Тогда будем говорить о проектировании т. м. м. при заданном токе намагничивания. Обычно же роль тока i_0 состоит в ограничении выбираемой величины индукции B для т. м. м. проектируемых либо при заданном перегреве, либо при заданном падении напряжения. В этих случаях будем говорить о выборе индукции B из условий намагничивания.

Заметим, что на практике часто говорят не о намагничивающем токе, а о токе холостого хода, иногда имея в виду действительно его, а иногда смешивая эти две, строго говоря, различные величины (§ 8.2).

Выбор определяющего критерия проектирования. Итак, какой критерий проектирования является решающим? Как выбирать электромагнитные нагрузки? Из сопоставления рис. 5.8, *б* и *в* видно, что при малой мощности т. м. м. меньшую плотность тока j допускает критерий $u = \text{const}$, т. е. он является более сильным. При большой мощности, наоборот, более сильным будет критерий $\tau = \text{const}$, ибо здесь уже он диктует допустимую величину j. Теперь сопоставим рис. 5.8, *а* и *б* в части выбора индукции B. Видим, что при большой мощности величину B лимитирует заданный перегрев, при малой — условия намагничивания.

Большую роль играют и такие факторы, как частота (§ 8.2, 8.3), сорт магнитного материала (величина индукции насыщения и удельных потерь p_1), уровень задаваемых величин τ, u (рис. 5.8). Так, чем выше частота, тем меньше величины u и i_0 и тем критичнее величина τ для выбора B; чем меньше величины τ и u, тем они критичнее; чем больше величина p_1, тем критичнее τ для выбора B. В принципе возможно любое сочетание этих условий. При этом конкретные значения τ, u и сорта магнитных материалов могут быть заданы такими, что любой из этих случаев может встретиться при любой мощности и при любой частоте. Однако практически в большинстве случаев задаваемые τ, u лежат во вполне определенных диапазонах значений, приводившихся ранее. При этом оказывается, что каждое из требований для данной частоты играет решающую роль в определенном диапазоне мощностей.

Так, падение напряжения и условия намагничивания являются лимитирующими факторами для малых мощностей, и особенно при частоте 50 *гц*, перегрев обмоток — для больших мощностей. Обычно при достаточно большой мощности падение напряжения всегда допустимо, если трансформатор рассчитать из условия заданного перегрева. Здесь величина u уже не накладывает ограничений на проектирование. Конкретная величина таких «достаточно больших» мощностей зависит от целого ряда условий: частоты, конкретных допустимых значений τ, u. Так, при $\tau = 50$ *град* величина u не превосходит 0,1, если мощность трансформатора не менее 15—25 *ва* при частоте 400 *гц*

и не менее 100—150 *ва* при частоте 50 *гц*. При частоте 1000 *гц* и выше ограничения по величине *u* практически полностью снимаются.

Условия намагничивания при выборе индукции *B* играют решающую роль для большинства т. м. м. нормальной частоты, исключая большие мощности, и для малых т. м. м. при частоте 400 *гц* (10—50 *ва*), если речь идет о нормальном перегреве. Эти условия критичны и для большинства т. м. м. при высоких перегревах, в том числе и при повышенной

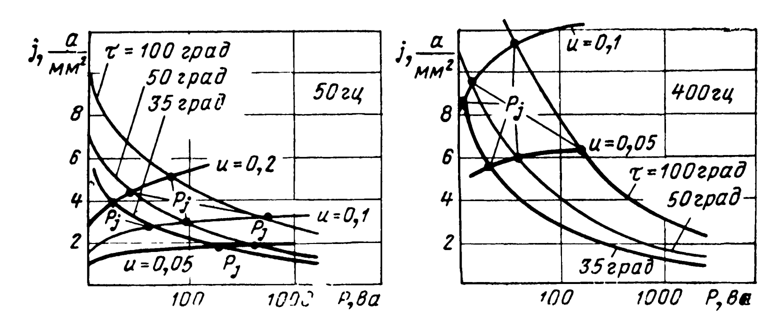


Рис. 5.10. К определению критичного условия проектирования (величин P_j).

частоте и достаточно большой мощности. В остальных случаях выбор индукции производят, исходя из допустимых потерь в сердечнике, определяемых, в свою очередь, заданным тепловым режимом т. м. м.

Конкретная величина граничных мощностей для данной частоты зависит от конкретных значений заданных τ, *u* и может быть установлена следующим образом. Совместим на одном графике (рис. 5.10) рисунки типа 5.8, иллюстрирующие зависимость плотности тока от мощности при данной частоте. Точки пересечения кривых j (P) при заданных *u* и τ являются искомыми граничными мощностями P_j. Чем меньше *u* и выше τ, тем больше мощность P_j. Если *u* не задано, то $P_j = 0$ и величину j выбирают всегда из условий нагрева.

Граничные мощности P_B между зонами по выбору *B* показаны на рис. 5.8, *а*. Они зависят от величины удельных потерь сердечника, т. е. от частоты, сорта и толщины материала, и от допустимых величин i_0. Чем меньше i_0 и выше удельные потери, тем левее располагаются по оси

мощностей величины P_B. Решающее влияние на величину граничных мощностей P_j, как это видно из рис. 5.10, оказывает рабочая частота трансформатора. Чем частота выше, тем левее располагаются граничные мощности.

Влияние лимитирующего фактора на выбор j и B в зависимости от мощности иллюстрируется диаграммой на рис. 5.11 раздельно для нормальной и повышенной частоты. На диаграмме указаны ориентировочные значения

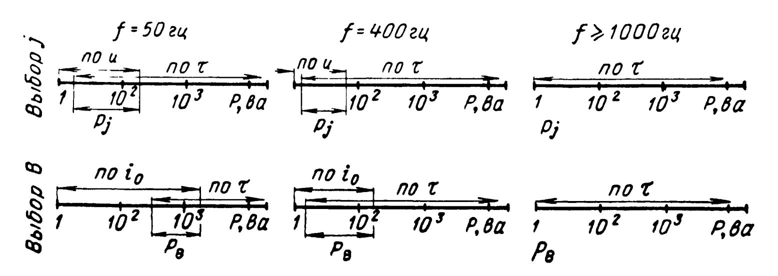


Рис. 5.11. Диаграмма критериев выбора величин B и j в зависимости от мощности и рабочей частоты.

граничных мощностей P_j и P_B для практически наиболее часто встречающихся условий (в частности, при нормальном перегреве).

Как показано ниже (§ 7.6, 9.1) для т. м. м., у которых выбор индукции ограничивается условиями намагничивания, нельзя выбрать оптимальное соотношение потерь $p_c/p_к$ и обеспечить оптимальный с этой точки зрения тепловой режим. Такие т. м. м. названы нами трансформаторами вынужденного режима работы (ТВР); т. м. м., для которых индукция выбирается из условий нагрева, можно поставить в оптимальный по соотношению $p_c/p_к$ тепловой режим и назвать трансформаторами естественного режима работы (ТЕР).

Из диаграммы рис. 5.11 видно, что на практике в большинстве случаев для частоты 50 *гц* при выборе B главную роль играют условия намагничивания (ТВР), а для повышенной частоты — условия нагрева (ТЕР). В этом смысле ТВР можно называть трансформаторами нормальной частоты, ТЕР — трансформаторами повышенной частоты. При этом следует помнить всю условность таких определений в соответствии со сказанным выше, особенно при высоких перегревах.

С точки зрения выбора j оба случая — выбор по нагреву и падению напряжения — достаточно распространены при частоте 50 и 400 *гц*. При высоких перегревах преобладает выбор j по величине u.

Весь дальнейший анализ при необходимости учитывает дифференциацию рассмотренных двух основных условий проектирования — при заданном перегреве τ и заданном падении напряжения u.

5.5. Показатели технико-экономической эффективности

Обобщенные показатели технико-экономической эффективности. Рассматриваемые показатели характеризуют трансформатор с потребительской стороны. Для т. м. м. важнейшими качествами являются тактико-технические и экономические. К первым мы относим вес трансформатора G_i и габаритный объем V, ко вторым — стоимость трансформатора $Ц_i$ и расход наиболее дефицитного активного материала — проводникового материала катушек $G_к$ (вес меди или алюминия). Все эти характеристики назовем собирательно технико-экономическими показателями т. м. м и введем для них обобщенное обозначение $Э_i$, причем:

$$\text{либо } Э_i = G_i, \text{ либо } Э_i = V, \text{ либо } Э_i = Ц_i, \text{ либо } Э_i = G_к. \qquad (5.79)$$

Вес и объем являются решающими показателями для т. м. м. наименьшего веса или наименьшего объема согласно принятой нами классификации (§ 1.3). Как правило, это т. м. м., предназначенные для различной спецаппаратуры и летательных аппаратов. Имеют они известное значение, хотя и не давлеющее, и для т. м. м. любых иных назначений.

Стоимость имеет решающее значение для т. м. м. наименьшей стоимости согласно классификации (§. 1.3). Это т. м. м. для бытовой аппаратуры и, как правило, аппаратуры промышленного назначения. Но хочется подчеркнуть, что данный показатель всегда будет важным, в том числе и для т. м. м. наименьшего веса и объема, конечно, не в ущерб весу и объему.

Все сказанное о стоимости можно отнести и к весу проводов $G_к$. Обычно этот показатель отдельно не выделяли.

Но объем выпуска т. м. м. достиг таких величин, что дефицитность проводниковых материалов и самих проводов нельзя не учитывать особо. Мы считаем целесообразным ввести показатель $G_к$ наряду с G_i, V, $Ц_i$, стремясь к минимально возможной его величине, но опять-таки не в ущерб этим остальным показателям.

Поясним, что собой представляют объем V, вес G_i и стоимость $Ц_i$ (5.79). Габаритный объем V мы понимаем в соответствии с расшифровкой по табл. 5.2 и 5.4. То же можно сказать о весе G и стоимости $Ц$ в обычном их понимании. Однако помимо величин G и $Ц$ мы под G_i и $Ц_i$ подразумеваем в общем случае и более широкие понятия. Они учитывают не только показатели, присущие т. м. м. как изолированно существующему изделию, но и его эксплуатационные энергетические характеристики, синтезируя воедино вес и стоимость собственно т. м. м. и дополнительные характеристики, связанные с уровнем величин к. п. д. и коэффициента мощности. Далее ограничиваемся анализом по первым гармоникам токов и напряжений, применяя вместо коэффициента мощности понятие $\cos \varphi$. Такие синтезирующие показатели назовем синтезирующими весом и стоимостью G_Σ и $Ц_\Sigma$.

Поэтому под величиной G_i понимаем либо обычный вес G, либо синтезирующий (системный) вес G_Σ, под величиной $Ц_i$ — либо обычную стоимость $Ц$, либо синтезирующую (действительную) $Ц_\Sigma$. Собирательно $Ц_\Sigma$ и G_Σ обозначим через $Э_\Sigma$, а G, V, $Ц$, $G_к$ — через $Э$ и вместо выражений (5.79) запишем:

$$Э_i = Э \text{ либо } Э_i = Э_\Sigma, \tag{5.80}$$

$$Э = G,\ г, \text{ либо } Э = V,\ см^3, \text{ либо } Э = Ц,\ коп, \text{ либо } Э = G_к,\ г, \tag{5.81}$$

$$Э_\Sigma = G_\Sigma,\ г, \quad \text{либо} \quad Э_\Sigma = Ц_\Sigma,\ коп, \tag{5.82}$$

где G, V, $Ц$, $G_к$ разъяснены в табл. 5.2, 5.4.

Ниже даем подробное толкование величин G_Σ и $Ц_\Sigma$ и выражения для их реального определения. Обычно в анализе т. м. м. ограничивались, как и автор в предыдущей книге [26], учетом показателей Э (G, V, $Ц$). Введение синтезирующих показателей позволит многие вопросы изучить глубже и полнее и получить наиболее достоверные результаты. Эти показатели используем постоянно при исследова-

нии различных аспектов проблемы оптимального проектирования т. м. м.

Уместно, видимо, сказать, что вес т. м. м. G колеблется от единиц граммов до нескольких десятков килограммов, а объем — от единиц кубических сантиметров до нескольких десятков кубических дециметров. Наиболее распространены т. м. м. с весом, измеряемым сотнями граммов.

При безусловном, конечно, выполнении всех заданных электрических и конструктивных параметров показатели технико-экономической эффективности являются, по-существу, той конечной характеристикой, которая определяет качество, оптимальность т. м. м. Создать оптимальный т. м. м.— значит обеспечить при заданных условиях и требованиях минимально возможный объем, вес или стоимость т. м. м.

Заметим, что термины «трансформатор наименьшего веса», «наименьшего объема», «наименьшей стоимости» (§ 1.3) характеризуют лишь требования, предъявленные к трансформатору, сферу его назначения, но не констатируют факта действительного достижения минимума веса, объема, стоимости. Неудачно спроектированный скажем, т. м. м. наименьшего веса может оказаться столь неоптимальным, что превысит по весу хорошо спроектированный т. м. м. наименьшей стоимости той же мощности и т. д. Курьезно, но может случиться.

В заключение укажем, что ради краткости показатели технико-экономической эффективности будем называть и просто показателями эффективности.

Удельные показатели технико-экономической эффективности. Показатели $Э_i$ удобны как конкретные характеристики реального изделия. В общем теоретическом анализе удобнее более универсальные характеристики — удельные показатели технико-экономической эффективности $э_i$, причем удельность берем по величине мощности т. м. м., т. е. показатели $э_i$ — это величины $Э_i$, приходящиеся на единицу мощности т. м. м., или отнесенные к единице мощности. В точном анализе их относят непосредственно ко вторичной мощности P_2; часто удобнее и достаточно за базу брать электромагнитную мощность P. Тогда

$$э_i = Э_i/P_2 \quad \text{или} \quad э_i = Э_i/P, \tag{5.83}$$

в том числе

$$э = Э/P_2 \quad \text{или} \quad э = Э/P \tag{5.84}$$

и

$$э_\Sigma = Э_\Sigma / P_2 \quad \text{или} \quad э_\Sigma = Э_\Sigma / P, \tag{5.85}$$

где $Э_i$ соответствует выражению (5.80), $Э$ — (5.81), $Э_\Sigma$ — (5.82).

Подставляя значения $Э_i$, можем конкретизировать $э$ и $э_\Sigma$, полагая

$$э = g, \text{ либо } э = v, \text{ либо } э = ц, \text{ либо } э = g_к \tag{5.86}$$

и

$$э_\Sigma = g_\Sigma \quad \text{либо} \quad э_\Sigma = ц_\Sigma; \tag{5.87}$$

именно:

$$g = \frac{G}{P_2}, \ \frac{G}{P}; \quad v = \frac{V}{P_2}, \ \frac{V}{P}; \quad ц = \frac{Ц}{P_2}, \ \frac{Ц}{P};$$

$$g_к = \frac{G_к}{P_2}; \ \frac{G_к}{P} \tag{5.88}$$

и

$$g_\Sigma = \frac{G_\Sigma}{P_2}, \ \frac{G_\Sigma}{P}; \quad ц_\Sigma = \frac{Ц_\Sigma}{P_2}, \ \frac{Ц_\Sigma}{P}. \tag{5.89}$$

Здесь g — удельный вес т. м. м., *г/ва*, *г/вт*; v — удельный объем т. м. м., *см³/ва*, *см³/вт*; $ц$ — удельная стоимость т. м. м., *коп/ва*, *коп/вт*;
$g_к$ — удельный расход проводникового материала катушек, *г/ва*, *г/вт*; g_Σ — удельный синтезирующий (системный) вес, *г/ва*, *г/вт*; $ц_\Sigma$ — удельная синтезирующая (действительная) стоимость, *коп/ва*, *коп/вт*; G, V, $Ц$, $G_к$, G_Σ, $Ц_\Sigma$ определены выражениями (5.81), (5.82).

Иногда для характеристики эффективности т. м. м. прибегают к обратным величинам — удельной мощности P/G, P/V, $P/Ц$. Мы такими показателями пользоваться не будем.

Удельные показатели эффективности (5.83)—(5.89) положены в основу дальнейшего анализа как наиболее общие и универсальные показатели эффективности т. м. м., свободные в первом приближении от влияния абсолютной мощности трансформатора. Они позволяют, в частности, сравнивать, выявляя при этом меру оптимальности, т. м. м. разной мощности. Подобный метод принят и в других областях техники, например энергетике и машиностроении при оценке эффективности машин, турбин, генераторов и т. д. Скажем, из двух т. м. м. наименьшего веса с мощностью 100 и 200 *ва* и весом соответственно 300 и 700 *г* первый более эффективен, так как имеет меньший удельный вес: $g = 300/100 = 3$ *г/ва* против $g = 700/200 = 3{,}5$ *г/ва* у второго т. м. м.

Говоря в общем случае о снижении веса, стоимости, объема т. м. м., как о цели исследования, будем иметь в виду именно удельные показатели (5.83). Прогресс в области т. м. м. дал значительные результаты. Так, например, снижение веса трансформаторов за последнее двадцатилетие показывают следующие данные, приводимые для лучших конструкций т. м. м. при частоте 400 *гц* и перегреве 50 *град*:

Годы	1946	1952	1958	1963	1970
g, *г/ва*	10	5—6	3,3—5	2,3—3,2	2—2,3

Видно, что с течением времени темп спада показателя g существенно замедлился. Это и понятно. За годы совершенствования т. м. м. многие возможности уже исчерпаны и каждый процент снижения веса, объема, стоимости дается с большим трудом. В то же время задача максимального снижения этих показателей остается очень острой и достигнутый эффект даже в несколько процентов во многих случаях уже является значительным.

Вес G, объем V, стоимость $Ц$ и их определения. Вес G трактуют обычно как сумму весов сердечника и катушек $G_с + G_к$, в последнем главную роль играет вес провода $G_п$. Объем V есть габаритный объем т. м. м., $Ц$ — его стоимость в готовом изделии. Величины G и V расшифрованы в указанном смысле в примечаниях к табл. 5.2. Геометрические изображения φ_i для G, V, $Ц$, позволяющие определить их через параметры геометрии x, y, z, $x_к$ ($Э_i = \varphi_i a^3$), приведены в табл. 5.4. Однако определение стоимости $Ц$ требует дополнительных пояснений в части нахождения цен $ц_с$ и $ц_к$, входящих в изображение $\varphi_ц$ по табл. 5.4. Стоимость $Ц$ представляет собой по существу заводскую себестоимость т. м. м.

Представим $Ц$ в таком виде:

$$Ц = ц_с G_с + ц_к G_к = ц_с \left(G_с + \frac{ц_к}{ц_с} G_к \right), \qquad (5.90)$$

где $G_с$, $G_к$ — веса сердечника и катушек на фазу, *г*; $ц_с$, $ц_к$ — их цены (за один грамм) в готовом изделии, *коп/г*.

Цены $ц_с$, $ц_к$ можно опять-таки определить для типовых условий. Это дает следующие результаты:

$$\left.\begin{array}{ll} \text{при использовании провода ПЭЛ} & ц_к = 0{,}24\ \textit{коп/г}, \\ \text{при использовании провода ПЭВ} & ц_к = 0{,}36\ \textit{коп/г}, \\ \text{для ЛС из холоднокатаной стали толщиной 0,35 } \textit{мм} & ц_с = 0{,}085\ \textit{коп/г}, \\ \text{для ЛС из холоднокатаной стали толщиной 0,15 } \textit{мм} & ц_с = 0{,}25\ \textit{коп/г}, \\ \text{для ШС из холоднокатаной стали толщиной 0,35 } \textit{мм} & ц_с = 0{,}045\ \textit{коп/г}. \end{array}\right\} \quad (5.91)$$

Пользуясь данными (5.91), учитываем, что провод ПЭВ применяют для т. м. м. наименьшего веса и объема и все чаще — для т. м. м. наименьшей стоимости, провод ПЭЛ — для последних, сердечники из стали толщиной 0,35 *мм* — для т. м. м. нормальной частоты, 0,15 *мм* — повышенной частоты.

Для принципиальных выводов значение имеют не сами величины $ц_с$, $ц_к$, а их отношение $ц_с/ц_к$, фигурирующее в выражении (5.90). Типовыми значениями считаем:

$$\left.\begin{array}{ll} \text{для т. м. м. нормальной частоты} & ц_к/ц_с = 4, \\ \text{для т. м. м. повышенной частоты} & ц_к/ц_с = 2. \end{array}\right\} \quad (5.92)$$

Синтезирующие показатели эффективности. Учет роли к. п. д. и cos φ (роль веса источника питания и стоимости потребляемой энергии). Показатели G, V, $Ц$ и соответственно g, v, $ц$, даже при введении веса $G_к$, $g_к$, не до конца описывают наиболее совершенный трансформатор, поскольку не охватывают роли его энергетических показателей. Очевидно, что форсируя использование активных материалов, можно добиваться снижения $Э$, однако допуская одновременно снижение к. п. д. или cos φ или того и другого вместе. Последнее приводит к увеличенному потреблению электроэнергии в эксплуатации, что нас интересует в двух аспектах.

Аспект веса — рост веса источника электропитания в случае питания аппаратуры с т. м. м. от автономных генераторных установок в системах, проектируемых из условия наименьшего веса. *Аспект стоимости* — увеличение стоимости потребляемой электроэнергии в случае питания

от энергетической сети т. м. м., проектируемых из условия наименьшей стоимости.

В первом аспекте вопрос следует рассматривать для специальной аппаратуры, устанавливаемой на транспортируемых объектах. Особое значение это имеет для аппаратуры ракет и самолетов, в меньшей мере — для автотранспортных установок, надводных судов и подводных лодок. Задачу должны решать из условия получения минимального суммарного веса системы в целом, учитывая вес и аппаратуры и генераторной установки. В балансе весов, строго говоря, необходимо учесть и вес топлива для приводного двигателя генератора, эквивалентный изменению к. п. д. Этот аспект особенно интересен для т. м. м. повышенной частоты, но необходимо рассмотреть и т. м. м. нормальной частоты, поскольку в передвижной аппаратуре используют и те и другие.

Во втором аспекте надо решить задачу минимальной стоимости не только самого т. м. м., но вкупе со стоимостью потребляемой им в эксплуатации электроэнергии. Основной интерес здесь представляют наиболее распространенные в системах наименьшей стоимости т. м. м. промышленной частоты, питающиеся от общих электрических сетей.

Рассмотрим оба аспекта вопроса.

Синтезирующий вес. Каждый вольт-ампер, ватт потребляемой трансформатором мощности требует соответствующей генераторной мощности и первичного топлива. Основная их часть определяется вторичной мощностью т. м. м. и в любых сравниваемых вариантах трансформаторов неизменна. Но сверх этих неизменных величин необходимо создать определенное превышение для покрытия реактивной (для т. м. м.— обычно намагничивающей) мощности и потерь в т. м. м. Это требует дополнительного веса генераторной установки (ГУ) и дополнительного веса топлива, потребляемого за время автономной работы системы. Эти веса вызваны к жизни только несовершенством трансформатора как преобразователя энергии и должны быть целиком отнесены на его счет, как бы присоединены к его собственному весу. Поэтому введем понятие присоединенного веса $G_{пр}$:

$$G_{пр} = G_{гу} + G_{т}, \tag{5.93}$$

где $G_{гу}$ — присоединенный вес генераторной установки, т. е. вес ее доли, соответствующей покрываемым потерям

и реактивной мощности т. м. м.; $G_т$ — присоединенный вес топлива, т. е. вес топлива первичного двигателя генераторной установки, необходимого для покрытия потерь энергии за время автономной работы установки с аппаратурой.

Если $G'_{гу}$ — вес генераторной установки (на фазу), соответствующий мощности P_2, то для обычных условий (5.13), (5.15)

$$G_{гу}=G'_{гу}\frac{\sqrt{\left(P_2+\sum p\right)^2+P_{0r}^2}-P_2}{P_2}=$$
$$=G'_{гу}\left(\sqrt{(1+k_{пот})^2+i_{0r}^2}-1\right), \qquad (5.94)$$

где $k_{пот}$ определяется по выражению (5.20), i_{0r} — по (5.10) и (5.15); у идеального трансформатора $i_{0r}=0$, $k_{пот}=0$ и $G_{гу}=0$.

Вес топлива

$$G_т=G_{т1}T_а\sum p. \qquad (5.95)$$

Здесь $G_{т1}$ — расход топлива данной установки на один ватт-час выработанной энергии, $T_а$ — время автономной работы установки между двумя заправками горючим, *час*.

Используя присоединенный вес, можно ввести наиболее полную весовую характеристику т. м. м. как элемента электрической системы, отражающую одновременно роль его энергетических показателей,— системный вес G_Σ, синтезирующий веса G и $G_{пр}$:

$$G_\Sigma=G+G_{пр}. \qquad (5.96)$$

Вес G_Σ фигурировал в обобщенных выражениях (5.80), (5.82) и выражениях для удельного системного веса (5.85), (5.87), (5.89).

Используя формулы (5.96), (5.88), (5.89), получаем

$$g_\Sigma=g+g_{пр},\ г/ва,\ г/вт, \qquad (5.97)$$

где удельный присоединенный вес

$$g_{пр}=G_{пр}/P \quad \text{или} \quad g_{пр}=G_{пр}/P_2,\ г/ва,\ г/вт.$$

Подставляя сюда $G_{пр}$ по формулам (5.93) — (5.95), (5.20), находим

$$\left.\begin{aligned}g_{пр}&=g_{гу}\left(\sqrt{(1+k_{пот})^2+i_{0r}^2}-1\right)+g_т k_{пот},\\ g_\Sigma&=g+g_{гу}\left(\sqrt{(1+k_{пот})^2+i_{0r}^2}-1\right)+g_т k_{пот},\end{aligned}\right\} \qquad (5.98)$$

где удельный вес ГУ $g_{гу} = G_{гу}/P_2$, *г/ва*, удельный вес топлива, расходуемого за время $T_а$,

$$g_т = G_{т1} T_а, \ г/вт. \tag{5.99}$$

Для дальнейшего использования применим типовые значения $g_{гу}$ и $g_т$. Они определены в приложении 2.1. Выделим две характерные группы. Первая группа — это «легкие» источники питания, генераторные установки повышенной частоты, применяемые для летательных аппаратов. Для нее обозначим: $g_{гу} = g_{гу1}$, $g_т = g_{т1}$, $g_{пр} = g_{пр1}$, $g_\Sigma = g_{\Sigma 1}$. Эта группа наиболее показательна для т. м. м. повышенной частоты. Вторая группа —«тяжелые» генераторные установки повышенной и нормальной частоты, применяемые, например, в наземной транспортируемой аппаратуре. Для этой группы примем следующие обозначения: $g_{гу} = g_{гу2}$, $g_т = g_{т2}$, $g_{пр} = g_{пр2}$, $g_\Sigma = g_{\Sigma 2}$. Заметим, что для такой категории носителей, как суда, учет присоединенного веса обычно не является актуальным.

Согласно приложению 2.1 получено

$$\begin{aligned} g_{гу1} &= 6{,}5 \ г/ва, \quad g_{т1} = 3 \ г/вт, \\ g_{гу2} &= 17 \ г/ва, \quad g_{т2} = 8 \ г/вт. \end{aligned} \tag{5.100}$$

Для условий, существенно отличающихся от характерных, величины $g_{гу}$, $g_т$ могут быть иными.

В заключение укажем, что понятие системного веса g_Σ особо интересно для общего анализа проблемы оптимального проектирования т. м. м. При конкретном проектировании объектов известные коррективы вносит дискретность шкалы мощностей источников энергии, а также различный удельный вес в аппаратуре трансформаторов различной мощности, у которых доля $g_{пр}$ в общей сумме g_Σ различна. Однако и в этом случае излагаемый обобщенный подход также является плодотворным. В самое последнее время появились работы [127, 140], посвященные учету веса первичного источника питания в отдельных частных случаях. Метод, рассмотренный выше, носит существенно более общий характер.

Синтезирующая стоимость. Рассмотрим теперь аспект стоимости. Потери в трансформаторе означают дополнительное потребление в эксплуатации активной электроэнергии, а значит, и дополнительные затраты на покрытие ее стоимости. Дополнительное потребление реактивной мощности также требует дополнительных затрат в энергосистеме

(в соответствии с наиболее характерными условиями (5.13) дополнительно потребляемая реактивная мощность у т. м. м. является практически намагничивающей мощностью P_{0r}, которую далее и учитываем).

По аналогии с весом величину, учитывающую все затраты эксплуатации и связанную с показателями самого т. м. м., назовем присоединенной стоимостью трансформатора $Ц_{пр}$. Синтезирующую суммарную стоимость аналогично предыдущему представим в виде

$$Ц_{\Sigma}=Ц+Ц_{пр}.$$

В отличие от веса G_{Σ}, стоимость $Ц_{\Sigma}$ являлась и является предметом исследований в мощном трансформаторостроении. Наиболее современная методика была предложена И. М. Постниковым [163, 165]. Величина $Ц_{\Sigma}$ названа им действительной или общегосударственной стоимостью трансформатора, причем эксплуатационные расходы $Ц_{пр}$ И. М. Постников учитывает за время, равное сроку окупаемости $T_{ок}$. Этот подход наиболее полно отражает сущность данной проблемы. Аналогичные задачи решают также в области передачи и распределения электроэнергии [141]. На чисто экономическом языке величина $Ц_{\Sigma}$ есть приведенные затраты за срок, равный $T_{ок}$ [125].

Дальнейший анализ величины $Ц_{\Sigma}$ и ее составляющих проведем в соответствии с положениями, принятыми в последнее время координирующими научно-техническими и плановыми органами СССР и изложенными в методиках [138, 149, 202], учитывая одновременно специфику, свойственную т. м. м. согласно работе автора [28]. Последнее позволит конкретизировать указанные положения и методики для интересующих нас условий.

В соответствии с принятым обобщенным подходом рассмотрим удельную синтезирующую (действительную) стоимость $ц_{\Sigma}$ (5.85), (5.87), (5.89), для которой аналогично (5.97) запишем

$$ц_{\Sigma}=ц+ц_{пр},\ коп/ва,\ коп/вт, \qquad (5.101)$$

где удельная присоединенная стоимость

$$ц_{пр}=Ц_{пр}/P_2 \quad (Ц_{пр}/P).$$

Очевидно, что

$$Ц_{пр}=Ц_p+Ц_r+Ц_{ам}, \qquad (5.102)$$

где для одной фазы трансформатора $Ц_p$ — стоимость потерь активной энергии в эксплуатации за срок окупаемости;

$Ц_r$ — затраты за тот же срок, связанные с потреблением реактивной энергии; $Ц_{ам}$ — сумма амортизационных отчислений за тот же срок.

Величины $Ц_p$, $Ц_r$, $Ц_{ам}$ согласно принятым положениям [149] исчисляются за нормативный срок окупаемости $T_{ок}$. Поэтому

$$\left.\begin{aligned} Ц_{ам} &= n_{ам} Ц T_{ок}, \\ Ц_p &= ц_э \sum p \cdot 10^{-3} T_1 T_{ок} = ц_p \sum p, \\ Ц_r &= ц_{эr} P_{0r} \cdot 10^{-3} T_1 T_{ок} = ц_r P_{0r}, \end{aligned}\right\} \qquad (5.103)$$

где $n_{ам}$ — годовая норма амортизационных отчислений в долях единиц; $ц_э$ — стоимость одного киловатт-часа активных потерь, *коп/квт-час*; $ц_{эr}$ — приведенные затраты на один киловольт-ампер реактивной мощности, *коп/квар*; P_{0r} определяется по выражениям (5.8), (5.10), $\sum p$ — по (5.20); T_1 — среднее время работы т.м.м. в год, час, т. е. число часов потребления потерь $\sum p$ и мощности P_{0r} в год; $T_{ок}$ — нормированный срок окупаемости в годах; $ц_p$ — стоимость одного ватта потерь за время $T_1 T_{ок}$; $ц_r$ — стоимость одного вольт-ампера реактивной мощности за время $T_1 T_{ок}$.
Здесь

$$ц_p = ц_э \cdot 10^{-3} T_1 T_{ок}, \quad ц_r = ц_{эr} \cdot 10^{-3} T_1 T_{ок}. \qquad (5.104)$$

Учтено, что т.м.м. обычно работают при неизменной (номинальной) нагрузке, и раздельный учет стоимостей потерь $p_с$ и $p_к$ излишен. Величины $n_{ам}$ и $T_{ок}$ берем в соответствии с установленными положениями [148, 138, 202]. Величину $ц_p$ для краткости назовем стоимостью потерь.

Рассматривая совместно выражения (5.88), (5.89), (5.101)—(5.103), (5.20) и (5.10) при условии (5.14), получаем

$$ц_{пр} = n_{ам} T_{ок} ц + ц_p k_{пот} + ц_r i_0. \qquad (5.105)$$

Величины $ц_p$, $ц_r$, $n_{ам}$, $T_{ок}$ можно определить на основании общих методик и положений [202, 149, 89], конкретизируя их для условий т. м. м. Это сделано в приложении 2. Для наиболее характерных типовых условий получены конкретные значения этих величин. При этом выделены две характерные группы т. м. м. Первая группа, наиболее показательная,— т. м. м. для общепромышленной и бытовой аппаратуры при обычных, наиболее распространенных условиях. Для этой группы обозначим:

$$ц_p = ц_{p1}, \quad ц_r = ц_{r1}, \quad ц_{пр} = ц_{пр1}, \quad ц_\Sigma = ц_{\Sigma 1}.$$

Вторая группа — т. м. м., эксплуатируемые при условиях «дорогих потерь», обусловленных, в частности, большой

величиной T_1. Здесь $ц_p$ и $ц_r$ существенно увеличены. Для этой группы обозначим:

$$ц_p = ц_{p2}, \quad ц_r = ц_{r2}, \quad ц_{пр} = ц_{пр2}, \quad ц_\Sigma = ц_{\Sigma 2}.$$

Величина $ц_r$ зависит от тока i_0, и ее типовые значения берем для условного тока $i_0 = 0{,}5$.

Согласно приложению 2 получено

$$\begin{aligned} &ц_{p1} = 3{,}6 \text{ коп/вт}, && ц_{r1} = 0{,}2 \text{ коп/вар}, \\ &ц_{p2} = 10 \text{ коп/вт}, && ц_{r2} = 0{,}4 \text{ коп/вар}, \\ &n_{ам} = 0{,}1, && T_{ок} = 3 \text{ г}. \end{aligned} \tag{5.106}$$

Взяв совместно выражения (5.101) и (5.105), находим окончательно для удельной действительной стоимости

$$ц_\Sigma = N_а ц + ц_p k_{пот} + ц_r i_0, \tag{5.107}$$

где

$$N_а = 1 + n_{ам} T_{ок},$$

и $ц$ определяется по выражениям (5.88), (5.90)—(5.92), $k_{пот}$ — по (5.20), i_0 — по (5.10), (5.14), $ц_p$, $ц_r$ — по данным (5.104), (5.106).

Глава 6

РЯДЫ СЕРДЕЧНИКОВ. РАСЧЕТ КОНСТРУКЦИИ ОБМОТОК

6.1. Основные понятия о рядах сердечников

Т. м. м. проектируются при самых различных комбинациях электрических параметров и других условий (гл. 1). Чтобы облегчить проектирование и изготовление т. м. м. в производстве, их необходимо максимально унифицировать. Сейчас уже есть несколько серий полностью унифицированных т. м. м. (§ 14.8). Их применение, однако, возможно далеко не всегда: унификация охватывает лишь какой-то определенный набор условий, часто электрические параметры или конструкции унифицированных т. м. м. не удовлетворяют потребителей, перед проектантами непрерывно возникают все новые требования, наконец, унифицированы далеко не все виды т. м. м.

Тем не менее какая-то базисная унификация необходима. Таким базисом является унификация конструкций и всех элементов конструкции, при использовании которых любой трансформатор можно спроектировать, меняя лишь нужным образом обмоточные данные. Поскольку материальной основой конструкции является сердечник, первоначалом всякой унификации является унификация сердечников.

Чтобы охватить весь диапазон размеров т. м. м., унифицированные сердечники должны существовать в достаточном ассортименте, начиная от самых маленьких и кончая самыми большими. Так возникают ряды сердечников, включающие в себя определенную номенклатуру типоразмеров сердечников. Типоразмер характеризует одновременно тип сердечника и его наиболее показательные размеры. Например, типоразмер ШЛ 20×32 характеризует ленточный сердечник (Л) броневого типа (Ш) с основными размерами сечения сердечника $ab = 20 \times 32$ (*мм*).

Идеальным было бы создание одного единственного ряда для всех случаев и условий проектирования. Но это невоз-

можно. Неизбежными разновидностями будут ШС и ЛС. Кроме того, для каждого такого вида сердечников неизбежны различия для разных конструктивных типов т. м. м. (§ 1.2) — нужны сердечники броневые, стержневые, тороидальные, трехфазные (см. рис. 1.1). Следовательно, неизбежно наличие нескольких рядов как шихтованных, так и ленточных сердечников.

Но и такого разнообразия недостаточно. Так, трудно объединить некоторые сердечники для низковольтных и особо высоковольтных т. м. м. Не всегда получается совмещение рядов для т. м. м. разного схемного назначения (§ 1.1), скажем, силовых и согласующих, хотя часто такое совмещение возможно и имеет место. Усложняют дело и различная частота питания — 50 *гц* и повышенные частоты — и различные критерии проектирования, например, для силовых т. м. м. условие $\tau = \text{const}$ или $u = \text{const}$ (§ 5.4).

Наконец, вмешивается еще один фактор — различные области применения, тактико-технические и технико-экономические требования (§ 1.3 и 5.5). К сожалению, не удалось ограничиться едиными рядами сердечников даже для т. м. м. одного назначения, и появились отдельные ряды для трансформаторов наименьшей стоимости и трансформаторов наименьшего веса и даже внутри последних — для т. м. м. нормальной и повышенной частоты. В этом отношении, по мнению автора, допущены известные излишества, так как определенные идеи позволяли унифицировать ряды для некоторых из этих различных условий проектирования (метод неполного заполнения окна — см. гл. 12).

Отметим, что далее для краткости вместо строгих полных терминов «сердечник для т. м. м. наименьшего веса» и т. д. будем применять иногда упрощенные термины «сердечник наименьшего веса», «сердечник наименьшей стоимости», хотя речь идет, понятно, не о сердечниках, а о т. м. м. в целом.

Так или иначе, но говоря об унификации сердечников, имеют в виду не один, а несколько рядов сердечников. Эти ряды установлены специальными нормалями, поэтому унифицированные сердечники называют также нормализованными. Некоторое время назад существовало множество самых различных ведомственных нормалей, действовавших в пределах отдельных предприятий, групп предприятий, отраслей промышленности и отличавшихся друг от друга (помимо указанных принципиальных отличий) порой весь-

ма незначительно в силу тех или иных узковедомственных и местных условий. В последние годы в нормализации сердечников установлен должный порядок. Вместо множества ведомственных нормалей введены единые межведомственные, которыми пользуются сейчас практически повсеместно в СССР. Далее, говоря о нормалях на сердечники, мы подразумеваем именно межведомственные нормали общесоюзной унификации (если не делаем специальных оговорок).

Нормали устанавливают основные размеры сердечников a, b, c, h (рис. 5.6) каждого унифицированного ряда. Эти размеры указываются всегда в миллиметрах. Часть из этих размеров входит в условное обозначение сердечника (§ 6.2, 6.3), причем цифры берутся также в миллиметрах. Напомним, что во всех остальных случаях, в формулах расчета и теоретических выражениях, эти размеры a, b, c, h, берутся в сантиметрах.

Все нормализованные ряды сердечников рассмотрены ниже (§ 6.2—6.4). Они применяются не только для т. м. м. но и для дросселей фильтров и других элементов. Здесь же коснемся некоторых общих вопросов построения рядов. Ряд включает в себя N_c типоразмеров сердечников, охватывающих тот или иной диапазон размеров и мощностей т. м. м. Можно представить себе ряд, у которого все размеры сердечников a, b, c, h монотонно возрастают от типоразмера к типоразмеру. Практически так не делается. Если встать на подобный путь, то для каждого типоразмера сердечника потребуется целиком своя отдельная технологическая оснастка для изготовления, для каждого типоразмера трансформатора — целиком свои отдельные элементы конструкции (арматуры), а у ленточных сердечников — своя специальная ширина ленты для каждого сердечника. Это практически неудобно и противоречит идее унификации. Поэтому стремятся при наращивании размеров, пока это возможно, менять только один размер, а три остальные сохранять неизменными. (Это не относится к прессованным сердечникам). В числе неизменных — базисный размер a (рис. 5.6). Набрав таким образом группу сердечников, включающую в себя n_ζ сердечников, дискретно меняют базисный размер и все прочие размеры и вновь приступают к вариации того же, что и в предыдущей группе, размера при сохранении остальных постоянными. В итоге весь ряд разбивается на несколько групп, содержащих по n_ζ сердечников. Обычно n_ζ для всех групп величина одинаковая, но может

несколько и колебаться. Практически $n_\zeta = 3 \div 7$, чаще всего 4.

Какой же размер менять в пределах группы? Это один из вопросов, требующих оптимального решения, и он специально анализируется в § 10.7. Пока же просто рассмотрим возможные варианты. В принципе возможны любые комбинации, демонстрируемые такой схемой:

Вариант	1	2	3	4	
Варьируемый размер	b	h	a	c	(6.1)
Неизменные размеры	a, c, h	a, b, c	b, c, h	a, b, h	

Помимо технико-экономической оптимальности того или иного способа вариации размеров большую роль играют соображения технологии, которые иногда прямо-таки диктуют выбор. Особенно это относится к шихтованным сердечникам, для которых единственно приемлем вариант 1 изменения толщины сердечника b. Тогда из одних и тех же штампованных пластин можно набирать разные типоразмеры сердечников. Для ленточных сердечников свобода выбора несколько больше, но варианты 3 и 4 уступают двум первым (исключая ТТ) по возможностям унификации элементов конструкции. Приведенные четыре варианта построения группы ряда показаны на рис. 6.1. Условия вариации (6.1) можно записать и через параметры геометрии ζ (x, y, z) по выражениям (5.58):

Вариант		1	2	3	4	
Варьируемый параметр	ζ	y	z	x, y, z	x	(6.2)
Неизменные параметры	ζ	x, z	x, y	—	y, z	

У нормализованных сердечников применены только способы вариации 1 и 2.

Увеличение одного из размеров сердечника позволяет увеличить мощность т. м. м., проектируемого на этом сердечнике. Это увеличение по сравнению с предыдущим сер-

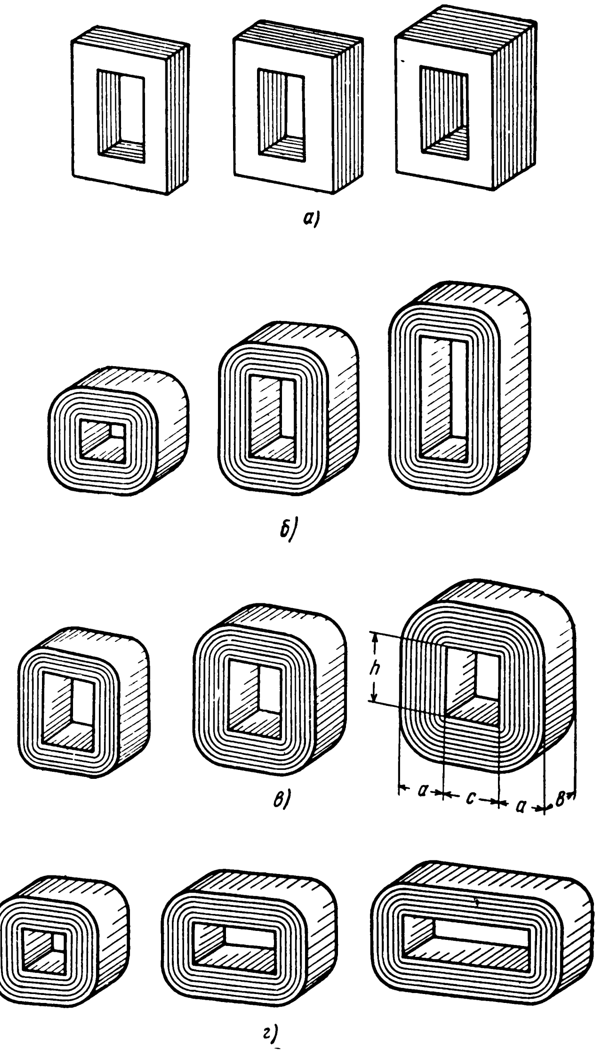


Рис. 6.1. Способы построения группы ряда сердечников:
а — вариация толщины сердечника *b*, *б*—вариация высоты окна *h*, *в*—вариация толщины стержня *a*, *г* —вариация ширины окна *c*.

дечником называют шагом ряда по мощности k_P. Если группа ряда заключает в себе диапазон мощности D_P, то

$$n_\zeta = \left(\frac{\ln D_P}{\ln k_P}\right) + 1. \qquad (6.3)$$

При условии $P \doteq \zeta$ в выражении (6.3) $D_P = D_\zeta$, где D_ζ — диапазон изменения в группе одного из размеров a, b, c, h (или параметра ζ). Ниже (§ 10.7) показно, что условие $P \doteq \zeta$ весьма не точно, и даны точные условия для разных условий проектирования.

Выбор шага k_P — важная, но и сложная задача. Его следовало бы связать с уровнем мощности, повторяемостью типоразмеров и т. д. Однако решения этой задачи пока нет и величина k_P получается как следствие выбранного шага геометрического размера $k_{\zeta ш}$. Последний должен следовать тому или иному ряду предпочтительных чисел по ГОСТ 8032—56, чаще всего выбирают ряд R 10. При этом для разных условий получаем $k_P = 1{,}1 \div 1{,}8$.

При создании рядов возникает и такой важный вопрос, как выбор оптимальной геометрии сердечников. Должна ли эта геометрия сохраняться постоянной для соответственных сердечников на протяжении всего ряда, т. е. должны ли эти сердечники быть геометрически подобны? Эти вопросы изучены в § 10.7. К сожалению, не все нормализованные ряды сердечников созданы на базе выводов теории геометрической оптимизации, что, в частности, объясняется сложившимися практическими условиями. Оценка оптимальности этих рядов дана в § 10.7.

Заметим, что по тем или иным причинам не всегда удается или нежелательно применять унифицированные сердечники, и для разрабатываемого т. м. м. проектируют специальный сердечник произвольных размеров. Такой подход оправдан иногда при создании т. м. м. массового производства ограниченной номенклатуры и специальных т. м. м. Принципы разработки таких сердечников рассмотрены в § 10.3, 10.4, 14.5.

6.2. Унифицированные ряды шихтованных сердечников

Эти ряды используют в основном для силовых т. м. м. В этом случае пластины сердечников штампуют обычно из электротехнической стали. Толщина стали для частоты

50 *гц* — 0,35 *мм* (иногда 0,5 *мм*), для частоты 400 *гц* — 0,2 *мм*, для более высоких частот — 0,2 и как предел — 0,1 *мм*.

В последние годы кроме традиционной горячекатаной стали марок Э4... все шире используют и холоднокатаную сталь Э3..., особенно при частоте 50 *гц*. Хотя при этом и не удается полностью использовать текстуру стали, выигрыш из-за более высокой магнитной индукции налицо. Из других типов пластин наиболее подходят для этой цели УШ-пластины безотходной штамповки с замыкающей, вырубка которой образует окно (см. § 4.1, а также § 2.2, рис. 2.6). Если стержень такой пластины расположить вдоль направления проката, получится, что только нижнее поперечное ярмо не совпадает с текстурой материала, стержень же, продольные ярма и замыкающая (верхнее поперечное ярмо) с этой текстурой совпадают.

Ряды ШС одновременно используют и для согласующих, и частично импульсных трансформаторов. В этом случае кроме сталей зачастую применяют для пластин и различные железоникелевые сплавы (50Н, 50НХС, 79НМ и т. д., см. § 3.1). Толщина материалов — как и выше для силовых т. м. м. Наряду с сердечниками, применяемыми и для силовых и для согласующих т. м. м., для последних существуют и специальные ряды сердечников. Это сердечники весьма малых размеров.

Ниже опишем кратко все унифицированные ряды ШС. Ряды, созданные специально для согласующих т. м. м., отметим соответствующим указанием. Все остальные ряды созданы либо для силовых и согласующих т. м. м., либо для силовых, но применяются и для согласующих трансформаторов. Таблицы рядов приведены в приложениях 3, 7. В таблицах даны все типоразмеры каждого ряда с указанием их обозначений, основных размеров и величин a, b, c, h, $l_с$, $s_с$, $s_{ок}$, $G_с$.

Ряд Ш-сердечников наименьшего веса для т. м. м. нормальной и промышленной частоты установлен нормалью НО.666.000 и приведен в приложении 7. Сердечники набираются из пластин по нормали НО.777.000 (рис. 2.6, *а*,) шихтуемых вперекрышку. Характерные для ряда параметры геометрии x, y, z приведены ниже — условия (6.4). Шаг как внутри группы для размеров, так и при переходе от группы к группе для размера a взят по $R10$, т. е. $k_{\zeta ш} = 1{,}25$.

Ряд с полной высотой окна (табл. П14.1) имеет 43 типоразмера, с уменьшенной (табл. П14.10) — 41. В каждой группе, варьируемой по размеру b, по семь сердечников. Отличительным признаком сердечников этого ряда является достаточно широкое окно ($c = a$, $x = 1$). Вес — от 40 *г* до 10 *кг*. Мощность силовых т. м. м., которые можно создать на этих сердечниках, при типовых условиях лежит в диапазоне от долей ватта до 1000 *ва* при частоте 50 *гц* и до 2500 *ва* при частоте 400 *гц* (подробнее см. табл. П14.1, *б*, П14.10, *а*).

Обозначение сердечника (и трансформатора с этим сердечником) состоит из буквы Ш и произведения размеров a и b (в миллиметрах), например Ш 16×20.

Ряд УШ-сердечников наименьшей стоимости для т. м. м. нормальной частоты установлен нормалью НИО.010.005 и приведен в табл. П14.9. Сердечники набираются из пластин по НИО.777.001 (рис. 2.6, *б*). Комплект состоит из Ш-пластины и замыкающей, которые при сборке сердечника шихтуются вперекрышку. Ряд включает 27 сердечников весом от 60 *г* до 5 *кг*. В группе варьируется параметр b (y), параметры x, y, z — по условиям (6.4). Внутри группы $k_{\zeta ш} = 1{,}3 \div 1{,}5$, при переходе от группы к группе $k_{\zeta ш} = 1{,}15$. Мощность трансформаторов до 400 *ва*.

Отличительным признаком сердечников этого ряда являются уширение продольных и поперечных ярем — все они в 1,25 раза шире, чем половина ширины стержня $a/2$ (рис. 2.6, 5.6). Анализ (§ 10.8) показывает, что при использовании текстурованной стали целесообразнее уширять только одно поперечное ярмо, штампуемое поперек проката.

Обозначение сердечника и трансформатора: УШ $a \times b$, например, УШ 22×23.

Малогабаритные сердечники для согласующих т. м. м. установлены нормалью НО.666.001. Сердечники набирают из пластин по НО.777.001. Ряды броневых сердечников ША, ШБ, ШВ приведены в табл. П6.1, стержневых ПА, ПБ — в табл. П6.2 приложения 3. Пластины для сердечников ША, ШВ, ПА имеют замыкающую, для ШБ, ПБ — уширенные поперечные ярма, шихтуясь вперекрышку без замыкающей. Варьируется размер b, $k_{\zeta ш} = 1{,}25 \div 2$. Вес — от 0,6 до 41 *г*.

Обозначение типоразмера состоит из двух букв: Ш и А, Б, В; П и А, Б и произведения размеров $a \times b$. Например, ШБ 4×5, ПА 3×3. Характерные для сердечников параметры геометрии x, y, z приведены в условиях (6.4),

которые относятся также и к ранее рассмотренным рядам сердечников:

Ряд сердечников	x	y	z
Ш	1	0,6—2,5	2,5
Ш	1	0,6—2,5	1,5
УШ	0,62—0,66	1—2	1,8
ША, ШБ	1	1—2	2,5
ШВ	1,25	1—2	3,2—2,5
ПА	1	1—2	3
ПБ	1	1—2	4

(6.4)

6.3. Унифицированные ряды ленточных сердечников

Большая часть рядов предназначена для силовых т. м. м, некоторые одновременно используют и для согласующих, и для импульсных т. м. м. Материал сердечников — холоднокатаная сталь Э3... Толщина — 0,35 *мм* для частоты 50 *гц*, 0,08—0,15 *мм* — для частоты 400 *гц*, 0,05—0,08 *мм* — для частот несколько килогерц, 0,02—0,05 *мм* — для более высоких частот. Для согласующих и импульсных т. м. м. применяют также железоникелевые сплавы тех же толщин. Для согласующих высоковольтных т. м. м. созданы и специальные ряды сердечников. Разъемные сердечники из стали делают как методом штамповки и гибки ленты, так и методом навивки, последнее — чаще (§ 4.2). Неразъемные сердечники и разъемные сердечники из железоникелевых сплавов делают методом навивки.

Таблицы рядов приведены в приложениях 3 и 7, в них даны размеры сердечников a, b, c, h, l_c, s_c, $s_{ок}$, G_c.

Обозначения сердечников: буква, соответствующая типу сердечника (Ш,П,О,Т), буква Л (ленточный), произведение размеров $a \times b$ (в миллиметрах), дополняемое третьим размером — h в случае вариации этого размера. Иногда добавляется и третья буква, обозначающая разновидность ряда.

Геометрия (x, y, z) и обозначения сердечников общесоюзной (междуведомственной) унификации определяются условиями:

Ряд сердечников	Обозначение	x	y	z
ШЛ	ШЛ $a \times b$	1	1—2	2,5
ПЛ	ПЛ $a \times b \times h$	1,25—1,6	1,6—2	1,6—5
ОЛ	ОЛ $C/D \times b$	3,2	1,25—3,3	—
ТЛ	ТЛ $a \times b \times h$	2,5—2	1,6	2—4
ШЛМ	ШЛМ $a \times b$	0,6—0,8	0,8—2	1,6—1,9
ПЛМ	ПЛМ $a \times b \times h$	0,9	1,45	1,3—2,6
ПЛВ	ПЛВ $a \times b \times h$	2	2	2,5—5
ШЛР	ШЛР $a \times b$	0,5	1,25—2,5	1,5
ПЛР	ПЛР $a \times b$	1,15	1,25—2,15	4

(6.5)

У рядов ШЛ, ОЛ, ШЛМ, ШЛР, ПЛР, как и у шихтованных сердечников, в группе варьируется размер b. У рядов ПЛ, ПЛМ, ПЛВ, ТЛ применен другой метод вариации — высоты окна h (параметра z), обоснованный в § 10.7. Шаг $k_{\zeta ш}$ как внутри группы, так и между группами следует обычно ряду $R10$; т. е. $k_{\zeta ш} = 1{,}25$; у рядов ТЛ и ПЛВ внутри группы $k_{\zeta ш} = 1{,}15 \div 1{,}2$.

Ряды ШЛ, ПЛ, ОЛ и ПЛВ установлены нормалью НО.666.002, ШЛМ и ПЛМ — дополнением к ней (теперь нормалью НПО.666.001), ТЛ — нормалью НО.666.003, ШЛР и ПЛР — нормалью НО.666.004.

Ряд ШЛ-сердечников наименьшего веса для броневых т. м. м. нормальной и повышенной частоты (табл. П14.1) создан как аналог ряда Ш-сердечников. Это можно объяснить желанием сохранить преемственность при переходе от шихтованных к ленточным сердечникам. Число типоразмеров ряда — 48 (12 наименьших размеров включены дополнительно). Мощность т. м. м. для типовых условий при частоте 50 *гц* до 1100 *ва*, при 400 *гц* — до 2700 *ва* (подробнее см. в табл. П14.1, *а*). Вес сердечников — от 1,5 *г* до 10 *кг*.

Автором некоторое время назад была показана неоптимальность этого ряда, особенно для силовых т. м. м. нормальной частоты [26, 27] (подробнее см. § 10.7). Поэтому появился новый *ряд сердечников — ШЛМ*, отличающийся более узким и низким окном и специально предназначенный для малых и средних т. м. м. *наименьшего веса нормальной частоты* (табл. П14.5). Он содержит 30 сердечников, весом от 20 *г* до 1,4 *кг*. Мощность т. м. м.— до 120 *ва* (см. табл. П14.5, *а*).

В настоящее время предлагается также дополнительный ряд ШЛО-сердечников с увеличенной шириной окна ($x \approx \approx 1{,}5$, $z \approx 3{,}5$) для т. м. м. *наименьшего веса на частоту* 1000 *гц и выше*. Нам представляется введение этого ряда излишним и не имеющим должного обоснования. Типоразмеры — от 4×5 до 16×32 по нормали НПО. 666.001.

Ряд ПЛ-сердечников наименьшего веса для стержневых т. м. м. нормальной и повышенной частоты (табл. П14.2) в наибольшей степени вобрал в себя выводы по оптимизации геометрии, полученные к моменту его разработки [22, 23, 26]. Так, геометрия ряда неподобна: первые группы спроектированы из условия минимального падения напряжения, остальные — из условия минимального перегрева при одной переходной группе. Такая разбивка соответствует реальному сочетанию критериев проектирования и величины мощности т. м. м. в большинстве практических случаев (§ 5.4).

Число сердечников ряда — 40, вес от 20 *г* до 15 *кг*. Мощности т. м. м. при типовых условиях: при частоте 50 *гц* — до 2600 *ва*, при 400 *гц* — до 7600 *ва* (табл. П14.2, *а*). Этот ряд наиболее представителен по размерам и охватываемым мощностям т. м. м.

Аналогично ряду ШЛМ специально *для частоты 50 гц* разработан *ряд стержневых сердечников наименьшего веса* средних размеров ПЛМ (табл. П14.6). Поскольку ряд ПЛ ближе к оптимальному, чем ШЛ, ряд ПЛМ охватывает весьма узкую номенклатуру и содержит только три группы сердечников общим числом 12 типоразмеров. Вес сердечников — от 800 *г* до 4,5 *кг*, мощность т. м. м. при типовых условиях — до 500 *ва* (табл. П14.6, *а*).

Ряд ОЛ-сердечников наименьшего веса для тороидальных т. м. м. нормальной и повышенной частоты (табл. П14.3) содержит 41 сердечник весом от 3 *г* до 4,5 *кг*, мощность т. м. м.— до 720 *ва* при частоте 50 *гц* и до 2200 *ва* при 400 *гц* (табл. П14.3, *а*).

Такой же ряд ТЛ-сердечников для трехфазных т. м. м. (табл. П14.4) состоит из 45 сердечников весом от 40 *г* до 7 *кг*. Мощность т. м. м. при частоте 50 *гц* — до 1000 *ва*, при 400 *гц* — до 3100 *ва* (табл. П14.4, *а*).

Ряд ПЛВ-сердечников наименьшего веса для стержневых высоковольтных т. м. м. (табл. П6.3) содержит 20 больших типоразмеров. Вес — от 1,4 до 15 *кг*.

Ряд ШЛР-сердечников наименьшей стоимости (табл. П14.7) для броневых т. м. м. нормальной частоты

включает в себя 14 малых типоразмеров весом от 50 *г* до 1 *кг*, мощностью до 70 *ва* (табл. П14.7, *а*).

Аналогичный ряд ПЛР для стержневых т. м. м. (табл. П14.8) содержит 29 сердечников средних размеров весом от 100 *г* до 4 *кг*. Мощность т. м. м.— до 520 *ва* (табл. П14.8, *а*).

Для высоковольтных согласующих, в том числе достаточно мощных выходных, т. м. м. создан *специальный ряд разрезных ленточных ПЛ-сердечников наименьшего объема* ведомственной нормализации [26]. Они отличаются более широкими и высокими окнами, что необходимо для размещения высоковольтных катушек с большим удельным весом изоляции. Этот ряд приведен в приложении 8, табл. П16.1, и включает в себя 16 сердечников весом от 200 *г* до 18 *кг*. Геометрия: $x = 1{,}3 \div 2{,}5$; $y = 0{,}66 \div 2$; $z = 2 \div 9$. Обозначения сердечников — ПЛ $a \times b \times h$.

Сердечники применяют не только для СТ, иногда, если к этому есть причины, их сдваивают и используют для БТ. Кроме того, их собирают в броневую систему с радиально расположенными сердечниками, описанную в § 2.8 (рис. 2.41). Подобная система получила на практике название кругового магнитопровода. Сочетания типоразмеров ПЛ-сердечников и их числа в круговых т. м. м. приведены в табл. П16.2. Там же даны необходимые характеристики. Вес круговых магнитопроводов составляет от 1,5 до 100 *кг*.

Сердечники предназначены для работы при повышенной и ультразвуковой частоте, более подробные сведения, в том числе о материалах и мощностях, сообщаем в § 16.1, 16.2.

6.4. Прессованные сердечники

Для т. м. м., если они работают при весьма высокой частоте, иногда применяют и прессованные сердечники из магнитодиэлектриков и ферритов (свойства см. в § 3.1). Применяют обычно сердечники малых размеров, причем для т. м. м. импульсных, силовых и некоторых видов согласующих (при заметном уровне мощности) наиболее перспективны ферритовые сердечники.

Унифицированы ферритовые сердечники тороидального и броневого типов, а также так называемые чашечные. Размеры первых установлены нормалью НО.777.004, вторых — НО.777.005, третьих — НО.777.002 (приложение 3).

Ряд тороидальных О-сердечников приведен в табл. П6.4. Он содержит около 50 типоразмеров, с изменением в каждой группе наружного диаметра D в пределах от $D/c = 1,4$ до $D/c = 2,5$. Диапазон диаметров — от 0,6 до 100 *мм*.

Ряд броневых Ш-сердечников приведен в табл. П6.5 и насчитывает около 10 типоразмеров с вариацией всех размеров. Объемы сердечников — от 0,16 до 83 *см*^{3}. Параметры геометрии: $x = 0,8 \div 0,6$; $y = 1 \div 1,4$; $z = 2,6 \div 2,2$.

Ряд чашечных сердечников (иногда называемых в литературе также броневыми) приведен в табл. П6.6. Объем сердечников колеблется от 0,07 до 24,3 *см*^{3}. Их общее количество — 10, внешний диаметр сердечников — от 6,5 до 48 *мм*, высота окна h (для двух «чашек» в сборе) — от 4 до 21 *мм*.

Кроме приведенных в табл. П6.4—П6.6 существуют и иные ферритовые сердечники.

6.5. Рекомендации по применению унифицированных рядов сердечников

Унифицированные сердечники не всегда удовлетворяют проектировщика, и в отдельных обоснованных случаях он вынужден разрабатывать специальный сердечник, оптимальный для его случая (§ 6.1). Методы проектирования сердечников произвольной геометрии рассмотрены в § 14.5. Однако везде, где это возможно, следует применять унифицированные сердечники, т. е. сердечники из унифицированных рядов. Иногда при этом целесообразно использовать метод неполного (оптимального) заполнения окна (§ 12.4, 14.7).

Дадим рекомендации по применению унифицированных рядов сердечников для силовых т. м. м. (практически эти рекомендации пригодны и для дросселей фильтров, а в значительной мере — и для согласущих т. м. м.). При этом используем выводы по оценке оптимальности рядов, сделанные в § 10.7. Определение лучшего типа т. м. м., а следовательно, и типа сердечника здесь специально не рассматриваем, полагая, что оно уже сделано либо из практических соображений, либо на основании анализа этого вопроса, содержащегося в § 11.11, 14.2. Прессованные сердечники не затрагиваем, как выбираемые из особых условий, и ограничиваемся ШС и ЛС.

Выбирая тот или иной ряд, прежде всего убедимся, что он охватывает ту мощность т. м. м., которая нам необходима при заданной частоте, или обратимся к удовлетворяющему нас в этом отношении ряду. Это можно сделать при помощи табл. П6.7 приложения 3. Выбор ряда сердечников из условия предъявленных тактико-технических и технико-экономических требований осуществляем по рекомендациям табл. П6.8. Сердечники различных конструктивных типов при одном и том же требовании проектирования расположены в таблице в порядке предпочтительности применения (если к этому нет каких-либо практических препятствий), для чего использованы выводы § 11.11, 14.2.

В заключение отметим некоторые особенности рядов сердечников, построенных по принципу вариации размеров b или h. Для первого случая (вариация b) с переходом от типоразмера к соседнему большему типоразмеру трансформатора, намагничивающий ток i_0 внутри группы остается постоянным (при постоянной индукции), а при переходе к следующей группе — уменьшается; падение же напряжения u (при постоянной плотности тока) внутри группы падает, а при переходе к следующей группе скачком возрастает по сравнению с наибольшим типоразмером предыдущей группы (оставаясь меньше, чем у наименьшего типоразмера предыдущей группы). Особенностями ряда с вариацией высоты окна h является постоянство величины u внутри группы и уменьшение ее при переходе к бóльшему типоразмеру соседней группы, а также уменьшение намагничивающего тока i_0 с переходом к бóльшему типоразмеру внутри группы и его возрастание с переходом к следующей группе ряда (до величины, однако, меньшей, чем у наименьшего типоразмера предыдущей группы).

6.6. Расчет конструкции обмоток

Задачей расчета является проверка размещения обмоток в окне сердечника и точное определение средних длин витка, веса и сопротивления проводов каждой обмотки. Точные и подробные указания по расчету для конструкторов содержатся в различных РТМ, методиках и других ведомственных материалах. Ниже даем основы расчета.

Размещение обмоток. Конструктивная схема обычной катушки рядовой намотки показана на рис. 6.2, *а*. Такие

катушки характерны для БТ, СТ, ЗТ. Схема катушки тороидальной намотки, характерной для ТТ, показана на рис. 6.2, *б*. Обозначено: $c_{\text{к}\,i}$ — толщина i-й обмотки; c_i — толщина катушки после намотки i-й обмотки; $c_\text{к}$ — полная толщина катушки в окне; h — высота окна; $h_\text{к}$ — высота катушки; $\Delta h/2$ — толщина изоляционного буртика в окне (для гильзовой намотки) или суммарная толщина щечки каркаса и технологического зазора по высоте окна (для каркасной катушки), $\varnothing_{\text{из}\,i}$ — диаметр провода вместе

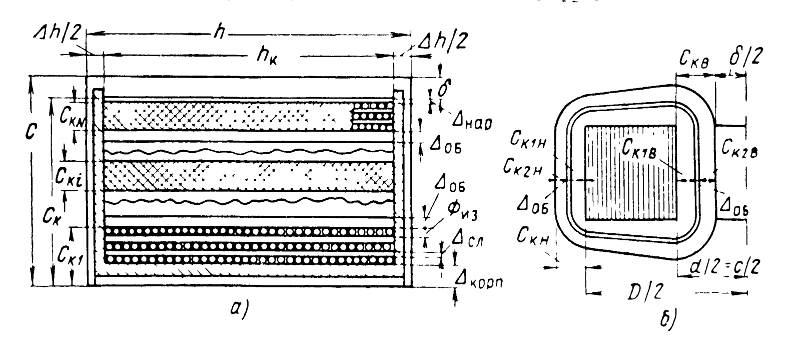


Рис. 6.2. Размеры катушки:
а — катушка рядовой намотки в окне сердечника, *б* — катушка тороидальной намотки.

с витковой изоляцией для i-й обмотки; $\Delta_{\text{сл}\,i}$, $\Delta_{\text{об}\,i}$ — толщина слоевой и межобмоточной изоляции между i-й и смежной (предыдущей) обмоткой; $\Delta_\text{корп}$ — толщина корпусной изоляции; $\Delta_\text{нар}$ — толщина наружной изоляции; δ — зазор в окне между боковой поверхностью катушки и продольным ярмом сердечника. Для ТТ дополнительно фигурируют толщины обмоток $c_{\text{к н}\,i}$, $c_\text{к н}$, соответствующие наружной части катушки, расположенной не внутри окна сердечника, а вне его по наружному диаметру.

Все эти величины либо заданы, либо их надо выбрать. В результате размещения обмоток необходимо найти толщину $c_\text{к}$ и обеспечить выполнение условия

$$c - n_\Delta c_\text{к} \geqslant \delta_0, \qquad (6.6)$$

где n_Δ — число сечений катушек в окне (5.49); δ_0 — либо оптимальный канал при неполном заполнении окна (см. §§ 7.7—7.10, рис. 7.13; гл. 12, табл. 14.8, а также § 6.5, табл. П6.8), либо технологический зазор $\delta_0 = \delta_\text{т}$ (5.56);

для ТТ $\delta_т = \delta_{ТТ}$ по выражению (5.57), для остальных типов т. м. м. $\delta_т = 0,7$ *мм*.

Найдем толщину катушки. Толщина катушки после намотки i-й обмотки в общем виде определяется по выражению

$$c_i = \sum_{i=1}^{i} c_{кi} + \sum_{i=1}^{i-1} \Delta_{обi}, \ мм,$$

а толщина полностью намотанной катушки из одной первичной и N вторичных обмоток — по выражению

$$c_к = \sum_{i=1}^{1+N} c_{кi} + \sum_{i=1}^{N} \Delta_{обi} + \Delta_{корп} + \Delta_{нар}, \ мм. \qquad (6.7)$$

Здесь все изоляционные расстояния Δ_i берутся в зависимости от испытательного напряжения, диаметров проводов, размеров трансформатора (см. ниже).

Толщину i-й обмотки $c_{к\,i}$ рассчитываем с учетом размеров выбранных проводов и технологических факторов намотки:

$$c_{кi} = n_{слi} k_{разбi} \varnothing_{изi} + k_{разбi} n_{сл\,иi} \Delta_{слi} + c_э, \ мм, \qquad (6.8)$$

где $n_{сл\,i}$ — число слоев провода в данной обмотке; $n_{сл\,и\,i}$ — число слоев слоевой изоляции в ней; $\Delta_{слi}$ определяется по рис. 6.2 (см. ниже об изоляционных расстояниях); $c_э = 0,05 \div 0,1$ *мм* — толщина электрического экрана между обмотками (если он есть); $k_{разб\,i}$ — коэффициент разбухания данной обмотки, который учитывает разбухание катушки из-за выпучивания проводов при намотке и зависит от диаметра провода. Он берется в функции последнего по рис. 6.3. Для пропитываемых катушек возможно применение для слоевой изоляции также намоточной ЭН и пропиточной ЭИП бумаг, толщину которых берут на 10—20% больше, чем по рисунку.

Число слоев изоляции $n_{сл\,и\,i} \leqslant n_{слi}$. При требованиях высокой надежности слоевую изоляцию кладут через каждый слой и $n_{сл\,и\,i} = n_{сл\,i}$, в других случаях достаточно класть ее через несколько слоев с суммарным напряжением 150—200 *в* и $n_{сл\,и\,i} < n_{слi}$.

Число слоев провода при рядовой намотке

$$n_{сл\,i} = w_i / w_{сл\,i}, \qquad (6.9)$$

где w_i — число витков i-й обмотки; $w_{сл\,i}$ — число витков ее в одном слое.

С учетом коэффициента укладки $k_{укл}$, отражающего неплотность прилегания витков друг к другу, получаем

$$w_{слi} = \frac{h_к}{\varnothing_{изi}/k_{укл}}. \qquad (6.10)$$

При гильзовой намотке в каждом последующем слое число витков уменьшают на несколько единиц с обоих концов. Неполностью заполненный проводом слой после

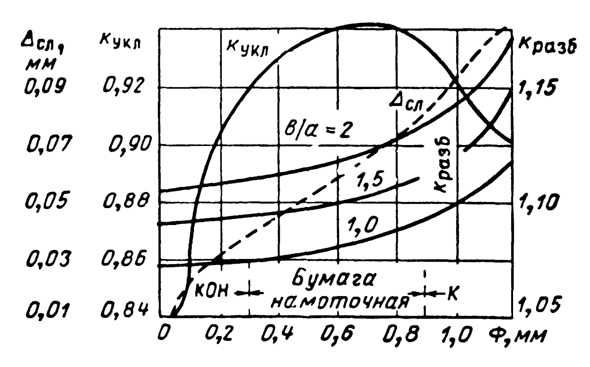


Рис. 6.3. К определению толщины межслоевой изоляции и коэффициентов укладки и разбухания. (Для ТТ значения $k_{укл}$ уменьшать, $k_{разб}$ увеличивать в 1,1—1,05 раза.)

наложения данной обмотки заполняется изоляционной бумагой (частично, до намотки следующей).

Высоту $h_к$ определяем по рис. 6.2, *а*:

$$h_к = h - \Delta h, \qquad (6.11)$$

расстояние $\Delta h = 2(\Delta h/2)$ берем по табл. 6.1, как и толщину межобмоточной изоляции, и рис. 6.4.

При тороидальной намотке для внутренней обмотки

$$n_{сл1} = \frac{c_{01} - \sqrt{c_{01}^2 - K_1}}{2k_{разб1}(\varnothing_{из1} + \Delta_{сл1})}, \qquad (6.12)$$

где

$$c_{01} = c - 2\frac{D}{c}\Delta_{корп}, \ мм;$$

$$K_1 = \frac{4}{\pi}\frac{w_1}{k_{укл}}\varnothing_{из1}k_{разб1}(\varnothing_{из1} + \Delta_{сл1}), \ мм^2,$$

$\Delta_{корп}$ определяется по рис. 6.4 (ниже), *мм*; $\Delta_{сл1}$, $k_{укл1}$, $k_{разб1}$ — по рис. 6.3.

Для второй обмотки, прилегающей к внутренней, вместо члена w_1 берем w_2, вместо $\varnothing_{из1}$ — $\varnothing_{из2}$, вместо c_{01} — $c_{01} - 2(c_{к1} + \Delta_{об1})$, где $c_{к1}$ определяется по выражению (6.8) при $i = 1$.

В общем случае для i-й обмотки число слоев в окне

$$n_{слi} = \frac{c_{0i} - \sqrt{c_{0i}^2 - K_i}}{2k_{разбi}(\varnothing_{изi} + \Delta_{слi})}, \qquad (6.13)$$

где

$$c_{0i} = c_{01} - 2\sum_{i=1}^{i-1}(c_{кi} + \Delta_{обi}), \text{ мм};$$

$$K_i = \frac{4}{\pi}\frac{k_{разбi}}{k_{уклi}} w_i \varnothing_{изi}(\varnothing_{изi} + \Delta_{слi}), \text{ мм}^2,$$

$\Delta_{обi}$ берется по табл. 6.1.

По наружному диаметру сердечника

$$n_{сл\,нi} = \frac{\sqrt{D_{0i}^2 + K_i} - D_{0i}}{2k_{разбi}(\varnothing_{изi} + \Delta_{слi})}, \qquad (6.14)$$

где

$$D_{0i} = D + 2\Delta_{корп} + 2\sum_{i=1}^{i-1}(c_{к\,нi} + \Delta_{обi}), \text{ мм},$$

остальное — как выше, $c_{к\,нi}$ — по (6.8) при $n_{слi} = n_{сл\,нi}$.

Далее можно опять следовать общим путем для катушек рядовой и тороидальной намоток. Коэффициент $k_{укл}$, входящий в формулы (6.10), (6.12) — (6.14), берем в зависимости от диаметра провода по рис. 6.3.

Диаметр $\varnothing_{из\,i}$ в тех же формулах берем по таблицам проводов приложения П3.7—П3.9 в зависимости от чистого диаметра $\varnothing_i$ или сечения q_i, определяемых при электрическом расчете выражениями (5.19) через величины I_i и j_i:

$$\varnothing_i = \sqrt{\frac{4}{\pi} q_i} = 1{,}13\sqrt{q_i}, \text{ мм}. \qquad (6.15)$$

Для прямоугольных проводов вместо $\varnothing_i$ берем толщину прямоугольника.

Для определения толщины катушки (6.7) и обмоток (6.8) и числа слоев (6.10)—(6.14) необходимо знать изоляционные расстояния $\Delta_{корп}$, $\Delta_{сл}$, $\Delta_{об}$, $\Delta_{нар}$, Δh. Они зависят от нескольких факторов, главные из которых — вид изоляционного материала, размеры проводов и трансформатора, величина испытательного напряжения. Ниже приводим

рекомендации для наиболее распространенных случаев низковольтных т. м. м. и применения бумажной изоляции. Необходимые коррективы при использовании других видов изоляции можно сделать, воспользовавшись сведениями об электроизоляционных материалах, приведенными в § 3.5. Сведения об изоляции высоковольтных т. м. м. изложены в § 2.4, 3.5, 4.5.

Корпусная изоляция складывается из толщины стенки каркаса (гильзы) с наложенной бумажной подложкой и технологического зазора между стержнем и каркасом (гильзой). Для прессованных и литых каркасов (гильз) первая величина в зависимости от размеров т. м. м. составляет 0,5—2,5 *мм*, для прессшпановых и бумажных (клееных) в 1,3—1,7 раза больше. Бумажная подложка состоит из одного-двух слоев по 0,1 *мм*. Зазор, также в функции размеров, составляет 0,2—0,4 *мм*. Величину $\Delta_{корп}$ в зависимости от размера h приводим на рис. 6.4.

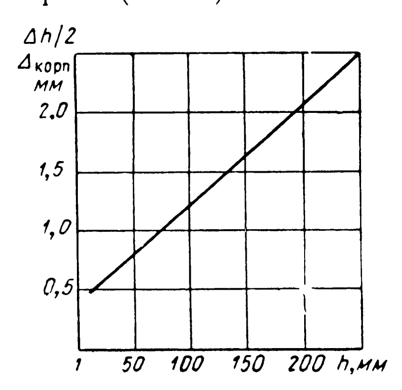


Рис. 6.4. К определению толщины корпусной изоляции и зазоров Δh. Дано для прессованных каркасов (гильз).

Для прессованных каркасов величина $\Delta_{корп}$ примерно равна величине $\Delta h/2$, которую можно брать также по рис. 6.4. Для картонных и клееных бумажных каркасов (гильз) величина $\Delta_{корп}$ в 1,3—1,7 раз больше, для этих каркасов величина $\Delta h/2$ также в 1,3—1,7 раза больше. Для гильзовых катушек величина $\Delta h/2$ берется равной буртику по табл. 6.1. Для ТТ значения $\Delta_{корп}$ меньше.

Наружную изоляцию делают обычно путем наложения поверх намотанной катушки двух слоев кабельной бумаги К-08—К-12 и $\Delta_{нар} = 0{,}16 \div 0{,}24$ *мм*. Для выполнения слоевой, межобмоточной изоляции и изоляционного буртика применяют бумаги: конденсаторную КОН, телефонную КТН, кабельную К, а для пропитываемых катушек — также намоточную или пропиточную ЭИП (§ 3.5).

Марки бумаги и ее толщины для выполнения слоевой изоляции приведены в функции диаметров провода на

рис. 6.3. О числе слоев провода, через которое прокладывают изоляцию, говорилось выше. Марки бумаг, их толщина и число слоев бумаги для межобмоточной изоляции приведены в табл. 6.1 в функции величины испытательного напря-

Таблица 6.1

Размеры буртика и межобмоточной изоляции

$U_{исп}$, *в*	Число слоев бумаги для межобмоточной изоляции при указанных марке бумаги и диаметрах провода, *мм*				Высота буртика $\Delta h/2$, *мм*
	КТН	К-08	К-12	К-17	К
	< 0,4	0,4—1	1—1,5	> 1,5	
⩽700	1	1	1	1	2
1000	2	2	2	2	2
1500	4	4	4	3	2,5
2000	5	5	5	4	3,5
2500	6	6	5	5	4,5
3500	7	7	6	6	6

Примечание. Если катушка подлежит пропитке, возможно применение намоточной и пропиточной бумаги марок ЭН, ЭИП, толщина которых для буртика берется на 10—15% больше; число слоев бумаги ЭИП толщиной 0,11 *мм* берется на 2 слоя больше, чем для бумаги К-12.

жения $U_{исп}$ и наибольшего диаметра обмоток. В той же таблице в функции величины $U_{исп}$ дана высота буртика для гильзовых катушек $\Delta h/2$ (на одну сторону катушки). Такой же буртик и для гильзовых, и для каркасных катушек делают по краям вторичных обмоток для их изоляции от смежных обмоток (по отношению к которым и определяем размер $\Delta h/2$).

Для каркасных катушек величина $\Delta h/2$ — это также суммарная толщина щечек каркаса и технологического зазора в окне, ее берем по рис. 6.4.

Испытательное напряжение зависит от рабочего напряжения (потенциала) обмотки U_i и определяется при напряжениях до 250 *в* следующими условиями:

U_i, *в*	До 24	24—100	100—250
$U_{исп}$, *в*	250	500	1000

(6.16)

При напряжениях свыше 250 *в* действует зависимость

$$U_{исп}=2U_i+1000-\left(\frac{7{,}5\cdot10^4}{U_i}+\frac{U_i^2}{0{,}5\cdot10^5}\right),\ в. \quad (6.17)$$

Для низковольтных т. м. м. последним членом, заключенным в скобки, можно практически пренебречь.

Выводные концы. Для обмоток, диаметр провода которых менее 0,2—0,35 *мм*, выводные концы и отводы делают гибким монтажным проводом (например, МГШД) сечением 0,05—0,2 *мм*. При более толстых проводах выводы и отводы делают самим проводом, причем при диаметрах более 0,9—1,0 *мм* — петлей. При диаметрах около 2 *мм* (а для отводов — 1,0 ÷ 1,5 *мм*) снова переходят к монтажному проводу.

Параметры обмоток. После размещения обмоток можно найти точные значения ряда их параметров, зависящих от средней длины витка.

Средняя длина витка. Для i-й обмотки

$$l_{wi}=2\,(a+b+4\Delta_{корп})+\pi\,(c_{i-1}+c_i),\ см, \quad (6.18)$$

где a, b находятся по рис. 5.6, *см*; $\Delta_{об}$, $\Delta_{корп}$ — по предыдущей рубрике настоящего параграфа и рис. 6.4 (выражены в сантиметрах); c_i — толщина катушки после намотки i-й обмотки по формуле (6.7), но выраженная в сантиметрах; c_{i-1} — толщина катушки после намотки $(i-1)$-й обмотки: $c_{i-1}=c_i-c_{кi}-\Delta_{обi}$.
Отсюда для первичной обмотки

$$l_{w1}=2\,(a+b+4\Delta_{корп})+\pi c_{к1},$$

для вторичной обмотки двухобмоточного трансформатора

$$l_{w2}=2\,(a+b+4\Delta_{корп})+\pi\,(c_{к1}+c_к-\Delta_{нар}-\Delta_{корп}).$$

Для всей катушки толщиной $c_к$

$$l_w=2\,(a+b+4\Delta_{корп})+\pi\,(c_к-\Delta_{нар}-\Delta_{корп}). \quad (6.19)$$

В выражениях (6.18), (6.19) при рядовой намотке $c_{кi}$ берем по формуле (6.8). Для ТГ в качестве $c_{кi}$ используем среднюю величину $c_{кiэ}$ между ее значениями снаружи и внутри сердечника (рис. 6.2, *б*):

$$c_{кiэ}=(c_{кiн}+c_{кi})/2. \quad (6.20)$$

Здесь $c_{кi}$ рассчитываем по формуле (6.8), беря величину $n_{сл\,i}$ по (6.13), а $c_{кiн}$ — по формуле (6.8), $n_{сл\,i}=n_{сл\,нi}$ — по (6.14).

Объем, вес и сопротивление проводов обмоток. Все эти величины определяем через средние длины витка обмоток l_{wi} (6.18) с числом витков w_i.

Для i-й обмотки сопротивление постоянному току

$$r_i = \rho \frac{w_i l_{wi}}{q_i} \cdot 10^{-2}, \ \textit{ом}, \tag{6.21}$$

где ρ — удельное сопротивление материала проводника, при интересующей нас температуре, определяемое по (5.37)—(5.40), τ — по (7.49)—(7.51); l_{wi} дано в сантиметрах; q_i — сечение провода обмотки, *мм*^{2}.

Объем проводникового материала i-й обмотки

$$V_{\text{п}i} = w_i l_{wi} q_i \cdot 10^{-2}, \ \textit{см}^3. \tag{6.22}$$

Суммарный объем для всей катушки (катушек), содержащей $N+1$ обмоток,

$$V_{\text{п}} = \sum_{i=1}^{1+N} V_{\text{п}i}, \ \textit{см}^3, \tag{6.23}$$

где $V_{\text{п}i}$ определяется по выражению (6.22).

Вес проводов i-й обмотки

$$G_{\text{к}i} = \gamma_{\text{к}} V_{\text{п}i}, \ \textit{г}, \tag{6.24}$$

где $V_{\text{п}i}$ определяется по (6.22); $\gamma_{\text{к}}$ — удельный вес проводов, *г/см*^{3} (с учетом витковой изоляции).

Суммарный вес проводов на трансформатор по всем $N+1$ обмоткам

$$G_{\text{к}} = \sum_{i=1}^{1+N} G_{\text{к}i} = \gamma_{\text{к}} \sum_{i=1}^{1+N} V_{\text{п}i} = \gamma_{\text{к}} V_{\text{п}}, \tag{6.25}$$

где $G_{\text{к}i}$, $V_{\text{к}i}$, $V_{\text{п}}$ определены выше.

Интересные зависимости можно получить между объемом (весом) проводов i-й обмотки и ее сопротивлением. Сопоставляя выражения (6.21), (6.22), (6.24), находим

$$r_i = \rho \frac{V_{\text{п}i}}{q_i^2} = \frac{\rho}{\gamma_{\text{к}}} \frac{G_{\text{к}i}}{q_i^2}, \ \textit{ом},$$

или, наоборот,

$$G_{\text{к}i} = q_i^2 \frac{\gamma_{\text{к}}}{\rho} r_i, \ \textit{г}. \tag{6.26}$$

Выражение (6.26) удобно использовать на практике для ориентировочного определения фактического веса проводов

в готовом трансформаторе по измеренным сопротивлениям обмоток с проводами сечениями q_i.

Вес провода каждой обмотки можно определить и по формуле

$$G_{\text{к}i} = w_i l_{wi} G_{1000} \cdot 10^{-2}, \qquad (6.27)$$

где вес одной тысячи метров провода G_{1000} приводится в соответствующих справочниках.

Пример расчета конструкции обмотки приведен в § 14.7 для силового т. м. м.

Показатели заполнения сечений проводниковым материалом. Разместив обмотку, определим коэффициенты, характеризующие эти показатели:

— коэффициент заполнения проводниковым материалом чистого сечения катушки

$$k_0 = m_{\text{ок}} \frac{q_1 w_1 + \sum_{i=1}^{N} q_i w_i}{(c - \Delta c - \delta)(h - \Delta h) \cdot 10^2},$$

— степень заполнения окна катушкой

$$c_\Delta = n_\Delta c_{\text{к}} / c,$$

— итоговый коэффициент заполнения окна проводниковым материалом

$$k_{\text{ок}} = c_\Delta k_{\text{ок}(c_\Delta = 1)} = \frac{q_1 w_1 + \sum_{i=1}^{N} q_i w_i}{m_{\text{ок}} s_{\text{ок}} \cdot 10^2} = c_\Delta k_0 \frac{s_0}{s_{\text{ок}}},$$

где $m_{\text{ок}}$ определяется по выражению (5.54), n_Δ — по (5.49), $c_{\text{к}}$ — по (6.8), Δc, Δh, δ — по (5.52), (5.56) и рис. 5.7; $k_{\text{ок}(c_\Delta=1)} = k_{\text{ок}}$ при $c_\Delta = 1$.

Глава 7

ТЕПЛОВОЙ РЕЖИМ ТРАНСФОРМАТОРОВ

7.1. Основные сведения о процессе нагрева т. м. м.

Процессу преобразования энергии в трансформаторе сопутствуют потери мощности, которые выделяются в виде тепла и нагревают трансформатор. Нагрев не должен быть чрезмерным и приводить к ускоренному выходу трансформатора из строя.

Потери в трансформаторе складываются из четырех составляющих: потерь в проводниках катушек, потерь в сердечнике, потерь в электрической изоляции, добавочных потерь.

Потери в изоляции проявляют себя ощутимо только у высоковольтных трансформаторов при достаточно высокой частоте (см. § 5.2). Добавочные потери вызваны вихревыми токами в неактивных элементах конструкции (например, кожухах и баках) за счет полей рассеяния и играют заметную роль для мощных трансформаторов. У т. м. м. напряженность внешних полей рассеяния мала, и эти потери, как правило, практически неосязаемы.

Потери в проводниках и в изоляции объединим в общем понятии потерь в катушках $p_к$ (как правило, вторая составляющая практического значения не имеет). Потери $p_к$ и потери в сердечнике $p_с$ определяют степень нагрева т. м. м. Одновременно с повышением температуры трансформатора $t_р$ по сравнению с температурой окружающей среды $t_с$ начинается и процесс отдачи тепла трансформатором в окружающую среду. Этот процесс происходит под воздействием превышения температур, или *перегрева*,

$$\tau = t_р - t_с, \text{ } град^*. \qquad (7.1)$$

---

* В отличие от единицы измерения температур °С, единицу измерения перегрева обозначаем *град*.

Теплообмен со внешней средой осуществляется через все наружные поверхности трансформатора, обращенные в эту среду. Он обусловлен тремя физическими явлениями— конвекцией, лучеиспусканием, теплопроводностью среды — и происходит тем интенсивнее, чем больше перегрев τ. В конце концов наступает тепловое равновесие — равенство мощностей (количеств тепла), выделяющихся в трансформаторе и отводимых во внешнюю среду. Наступает установившийся тепловой режим работы трансформатора. Его температура $t_р$ и перегрев τ меняются в процессе нагрева примерно по закону экспоненты, достигая в установившемся режиме практически постоянных значений (изменение не более 1° С/*час*).

Полное время нагрева т. м. м. зависит от их массы (размеров), составляя от нескольких минут для очень маленьких образцов до нескольких часов для больших. Для тепловых расчетов обычно используют тепловую постоянную нагрева T, которая равна примерно одной четверти этого полного времени. Постоянная T нужна, в частности, при тепловых расчетах повторно-кратковременных и импульсных режимов работы т. м. м.

Значения T в функции веса т. м. м. G приведены несколько ниже на рис. 7.14. Там же наряду с весом отложен по оси абсцисс обобщенный критерий Cr_T, позволяющий найти T, не зная веса G, а располагая лишь заданными электрическими параметрами проектируемого т. м. м. (мощность и др.). Иногда это бывает необходимо. Для критерия Cr_T можно предложить выражение

$$Cr_T = \left(\frac{10}{\vartheta_T} \frac{Cr_{a\tau}}{f/400}\right)^{\vartheta_T}. \tag{7.2}$$

Размерные критерии $Cr_{a\tau}$ вводятся далее (выражение (9.64), (9.65), § 9.5).

Для т. м. м. естественного теплового режима работы (§ 7.6, 14.3, 9.3) $\vartheta_T = 1$, для т. м. м. вынужденного теплового режима работы (там же) $\vartheta_T = 6/7$. Критерий Cr_T установлен с учетом выводов, изложенных в § 11.9, 11.10.

7.2. Задачи анализа теплового режима т. м. м.

Итак, чрезмерный нагрев трансформатора выводит его из строя гораздо раньше, чем нам хотелось бы (бесконечно долгий срок службы вообще невозможен). Самое слабое

место т. м. м. в отношении теплостойкости — электрическая изоляция. Каждому виду изоляции свойствен свой класс нагревостойкости (§ 3.2). При соблюдении рабочих температур, предписываемых данным классом, изоляция служит длительно, т. е. более 10 000—20 000 *час*. Практически при отсутствии неблагоприятных факторов и дефектов изготовления, изоляция может надежно работать 100 000—200 000 *час* и даже дольше. Для изоляции класса *А* это проверено уже опытом десятилетий в электротехнике и энергетике.

Однако даже к малейшему повышению температуры сверх нормируемой изоляция крайне чувствительна. Так, у органической изоляции из естественных материалов при повышении температуры всего на 8—10° С срок жизни сокращается вдвое (§ 3.2). То же происходит с изоляцией из синтетических материалов при повышении температуры на каждые 12° С (или несколько выше). Эти данные ориентировочные, но весьма показательные. Мы уже не говорим о том, что при определенном росте температуры изоляция просто горит (180—200° С для изоляции класса *А*).

Отсюда ясно, что к тепловому режиму т. м. м. необходимо отнестись с полным вниманием. Надо научиться определять температуру нагрева весьма точно. Ибо ошибка в сторону недооценки приведет к снижению надежности и срока службы, что нежелательно всегда, а для т. м. м. спецаппаратуры вообще недопустимо. Наоборот, излишняя осторожность приведет к недоиспользованию конструкции, преуменьшению мощности трансформатора против оптимально возможной. Мы придем к неоправданному увеличению размеров и веса, что опять-таки нежелательно всегда, и особенно для т. м. м. спецаппаратуры.

Но что значит правильно оценить тепловой режим? Допустимая температура $t_р$ задается нам в зависимости от выбранного вида (класса) изоляции (§ 3.2). Температура среды $t_с$ также однозначно задана условиями эксплуатации т. м. м. (§ 1.3). Следовательно, согласно выражению (7.1) мы также однозначно приходим к величине допустимого перегрева τ. Эта величина и стоит в центре внимания при анализе теплового режима и тепловых расчетах. Если окружающая среда известна, то перегрев τ целиком определяется электрическими и конструктивными параметрами трансформатора. Поэтому перегрев отнесем к числу важнейших параметров, непосредственно связанных с трансформатором.

Выделим две задачи исследования теплового режима. Первая наиболее очевидна: необходимо дать расчетные зависимости, инженерные формулы для определения перегрева в практике проектирования. Вторая задача связана с проблемой оптимального синтеза: необходимо дать такие зависимости и метод исследования, которые позволили бы органически ввести тепловые характеристики в общую теорию оптимального проектирования. Решение обеих задач, и особенно второй, возможно только на пути введения ряда допущений и ограничений, естественно в должной мере обоснованных.

7.3. Методика анализа

Говоря о перегреве как важнейшей характеристике теплового режима, какой конкретно перегрев мы имеем в виду? Разделим этот вопрос на два: перегрев какого узла конструкции? перегрев какого участка этого узла? У мощных трансформаторов в равной мере интересуются и перегревом катушек, и перегревом сердечника. В катушках заключена изоляция обмоток, но и сердечник непосредственно связан с изоляцией трансформаторным маслом, в которое он погружен. Перегрев сердечника будет означать и перегрев масла.

У т. м. м. перегрев сердечника обычно отступает на второй план, поскольку масло здесь отсутствует (ставший редкостью случай масленых т. м. м. опускаем). Кроме того, если взять ленточные сердечники, то они, как правило, более теплостойкости, чем катушки. У шихтованных же сердечников т. м. м. нарушение, скажем, лаковой изоляции пластин не приводит к заметному увеличению потерь в сердечнике (§ 4.1), как это могло бы быть у мощных трансформаторов.

Поэтому основной интерес у т. м. м. представляет перегрев катушек, который далее и составляет предмет нашего внимания. Но катушка не нагревается равномерно по всему объему. В силу многих причин температура различных точек катушки различна. Жизнеспособность изоляции зависит, конечно, от максимальной наблюдаемой температуры, т. е. от максимального перегрева $\tau_м$. Точка с максимальным перегревом может занимать разное положение в катушке в зависимости от конструкции, режима работы и распо-

ложения трансформатора. Но, строго говоря, именно эта точка должна нас интересовать. Таков ответ на второй поставленный вопрос.

Итак, перегрев т. м. м. будем характеризовать максимальным перегревом катушки $\tau_м$. Различие между этой величиной и перегревом поверхности или среднеобъемным перегревом обусловлено внутренним перепадом температур в катушке $\tau_в$, возникающим при прохождении теплового потока сквозь ее толщу в процессе теплообмена с окружающей средой.

Относительная роль перепада $\tau_в$ у т. м. м. (исключая ТТ), благодаря их малым размерам, значительно меньше, чем у мощных трансформаторов. Поэтому длительное время для т. м. м., как и для катушек реле и других аппаратов, ограничивались учетом среднеобъемного перегрева наиболее горячей (внутренней) обмотки τ. Среди многих других источников [4, 47, 52, 68, 69, 102, 161, 179, 192, 257, 272] здесь можно сослаться и на предыдущую книгу автора [26].

Даже в этом случае анализ тепловых режимов т. м. м. представляет собой очень сложную задачу. Тепловые процессы нелинейны и сами по себе весьма сложны. Дополнительную сложность при исследованиях т. м. м. вносит тот факт, что в отличие от мощных трансформаторов сердечник и катушки нельзя считать изолированными друг от друга в тепловом отношении из-за малых расстояний между ними.

Теплообмен между сердечником и катушками оказывает большое влияние на перегрев последних, который определяется совокупным действием потерь в катушках и в сердечнике. Для разных видов т. м. м. в зависимости от назначения и рабочей частоты соотношение этих потерь может быть самым различным, очень разнообразны значения величин t_c и τ. Подобные условия не встречаются для мощных трансформаторов. Наконец, т. м. м., как правило, представляют собой сухие трансформаторы, тепловые расчеты которых наименее отработаны. Поэтому определению среднеобъемного перегрева т. м. м. посвятили свои работы многие исследователи. Первые труды выполнили В. С. Овнанян и Б. М. Цеймах, Р. А. Лашевский, Г. И. Карповский, Д. Н. Порто.

Анализ теплового режима на основе среднеобъемного перегрева вполне пригоден при исследовании и расчетах т. м. м. традиционной геометрии, используемых в многократно проверенных режимах. Здесь возможное превышение

$\tau_м$ над среднеобъемным перегревом может быть заведомо оценено и либо учтено снижением нормируемой величины среднеобъемного перегрева, либо опущено за малостью этого превышения.

Однако дальнейшее развитие теории т. м. м., широкие исследования оптимальной геометрии и различных режимов т. м. м. потребовали для получения наиболее полных и достоверных результатов введения в анализ непосредственно максимального перегрева $\tau_м$. Ниже будет показано, что в определенных случаях это может существенно сказаться на конечных выводах.

В общем случае тепловое поле катушки имеет трехмерный характер, т. е. температуры точек вдоль трех пространственных осей различны. Подобную трехмерную задачу применительно к катушкам электрических аппаратов решал Р. Л. Аронов [10]. Выводами этой работы для нашей цели воспользоваться нельзя, поскольку они достаточно сложны и, главное, не отражают специфику т. м. м. в части учета потерь в сердечнике. Последнее относится и к работе М. А. Любчика [135]. Здесь также потери предполагаются сосредоточенными в катушке, а тепловое поле интерпретировано как двухмерное.

Принципиальная картина кривых перегрева в двухмерном поле показана для одного из возможных режимов работы т. м. м. по результатам наших испытаний * на рис. 7.1 (тепловой поток направлен от катушки к сердечнику). Отличия перегревов соответственных точек в третьем измерении несущественны. Но и решение двухмерной задачи для т. м. м. оказывается исключительно сложным. При этом учет искажения поля в направлении оси катушки (по ее высоте $h_к$) не является столь принципиальным, как учет перепада температур вдоль толщины катушки $c_к$. Неравномерность поля по высоте $h_к$ может быть учтена в конечных выражениях для перегрева путем введения скорректированной величины поверхности охлаждения торцов катушек, как это обосновано в работе [226].

Таким образом, тепловая задача для т. м. м. может решаться на базе одномерного радиального поля. Кривые перегрева в таком поле показаны на рис. 7.2 для двух характерных режимов (пояснения обозначений см. § 7.6).

---

* Методика тепловых испытаний описана в приложении 4.

Первый режим соответствует случаю, когда весь тепловой поток от сердечника или его часть проходит сквозь катушку и далее через ее поверхность в окружающую среду. Этот режим типичен для т. м. м., у которых сердечник не имеет открытых поверхностей, непосредственно отводящих тепло в окружающую среду (ТТ; т. м. м., залитые компаундом вместе с сердечником), а также для т. м. м. любой конструкции, у которых потери в сердечнике близки к потерям в катушках или даже превышают их (наиболее типичный пример — большинство т. м. м. повышенной частоты). Второй режим соответствует случаю, когда часть теплового потока катушки проходит сквозь сердечник и далее через его поверхность в окружающую среду. Этот режим типичен для т. м. м., имеющих открытые поверхности сердечника. При этом потери в сердечнике должны быть меньше потерь в катушках (самый типичный пример — большинство т. м. м. нормальной частоты).

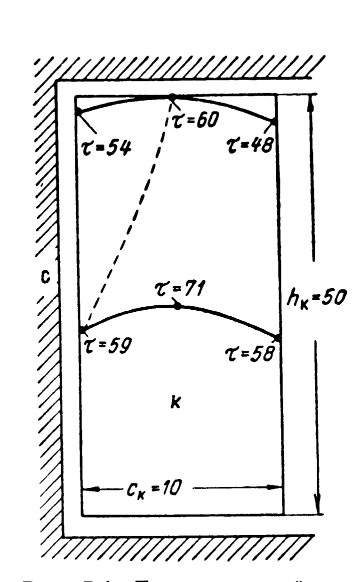


Рис. 7.1. Температурный разрез катушки т. м. м.:

с — сердечник, к — катушка; размеры даны в миллиметрах, перегрев — в градусах.

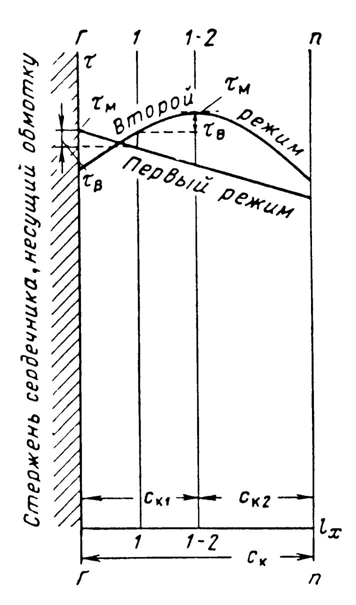


Рис. 7.2. Температурный разрез катушки для двух принципиальных режимов работы.

Наиболее строгое решение задачи расчета $\tau_м$ для т. м. м. дано Г. Н. Дульневым и В. Н. Черкасовым с использованием принципа суперпозиции тепловых полей, создаваемых раздельно потерями в сердечнике и катушках [100, 225, 226]. Полученные результаты позволяют весьма точно провести тепловой расчет при любых соотношениях этих потерь, если известны все конкретные конструктивные параметры и размеры т. м. м. Таким образом, описываемый метод разработан для анализа данной законченной конструкции. Решения же задачи синтеза, т. е. проектирования оптимальных т. м. м. при заданном перегреве $\tau_м$, в рассматриваемых работах не дано. Рассматриваемая методика весьма сложна, трудоемка и не исключает необходимости прибегать к способу последовательных приближений. Отмеченные обстоятельства делают затруднительным ее использование в повседневной инженерной практике и в обобщенном анализе проблемы оптимального проектирования т. м. м.

Работы по теоретическому определению перегрева $\tau_м$ для теплостойких т. м. м. опубликовал Л. П. Наседкин [144, 145]. Автор пришел к выводу, что в оптимальном тепловом режиме у таких трансформаторов должен отсутствовать теплообмен между сердечником и катушкой, а наиболее нагретая точка лежит на границе между ними. Этот вывод, однако, не носит общего характера, и во многих случаях такой режим практически не осуществим (например, в т. м. м. нормальной частоты, где обычно имеется тепловой поток от катушек к сердечнику). В работе по исследованию оптимальных соотношений в нагревостойких т. м. м. [145] автор не использовал этих выводов по определению $\tau_м$ и ограничился анализом, в котором перепад температуры внутри катушки $\tau_в$ не учитывается.

Заметим, что все работы в области тепловых режимов т. м. м. исходят из предпосылки о постоянстве плотности тока и удельных объемных потерь в катушке, что не всегда может иметь место. Этот вопрос специально изучен далее (§ 8.4).

Учитывая сказанное, рассмотрим тепловой режим т. м. м. с позиций, позволяющих, с одной стороны, непосредственно учесть максимальный перегрев $\tau_м$, с другой стороны — получить результаты, пригодные как для дальнейшего обобщенного анализа, так и для использования в инженерной практике и в то же время достаточно точно отражаю-

щие влияние основных факторов на исследуемый тепловой режим. Естественно, что такая задача может быть решена лишь при введении ряда приближений и с широким привлечением экспериментальных данных, а решение будет носить локальный характер, определяемый поставленными целями. Экспериментальные данные, если не делается оговорок, соответствуют типовым условиям испытаний и анализа, установленным в § 5.3 и приложении 4.

7.4. *Коэффициенты теплоотдачи и теплопроводности*

Коэффициент теплоотдачи. Важнейшую роль в тепловых расчетах играет коэффициент теплоотдачи. Поскольку условия работы т. м. м. крайне разнообразны, необходимо кратко рассмотреть этот коэффициент. Из теории теплопередачи известно, что коэффициент теплоотдачи зависит от целого ряда факторов. Теплоотдача с поверхности определяется процессами конвекции, лучеиспускания и теплопроводности охлаждающего агента. Влияние последнего фактора в обычных условиях весьма мало, и им можно пренебречь. Тогда коэффициент теплоотдачи с поверхности

$$\alpha = \alpha_{кв} + \alpha_{л}, \qquad (7.3)$$

где $\alpha_{кв}$, $\alpha_{л}$ — конвективная и лучистая составляющие общего коэффициента теплоотдачи.

Составляющая $\alpha_{л}$ определяется абсолютными температурами теплообменивающихся тел и их разностью, приведенной степенью черноты этих тел, связанной со степенями черноты каждого из них, и коэффициентом облученности. Если предположить, что теплоотдача происходит не внутри ограниченного пространства, а в окружающую среду с абсолютной температурой $T_{с}$ (что достаточно справедливо для нашего случая), то в соответствии с законом Стефана — Больцмана

$$\alpha_{л} = \psi_{ч} C_0 \frac{(T_{с} + \tau)^4 - T_{с}^4}{\tau}, \quad \frac{вт}{см^2 \cdot град}, \qquad (7.4)$$

где τ — перегрев излучающей поверхности окружающей среды, *град*; $\psi_{ч}$ — степень черноты излучающей поверхности; $C_0 = 0{,}567 \cdot 10^{-3}$ *вт/см²·град⁴* — константа; $T_{с} = t_{с} + 273$. Практически для условий т. м. м. $\psi_{ч} = 0{,}9$ [100].

Конвективная составляющая $\alpha_{кв}$ определяется тремя безразмерными критериями — Нуссельта (Nu), Грасгофа (Gr) и Прандтля (Pr) — и непосредственно заключена в первом из них: $Nu = (\alpha_{кв} h_{к})/\lambda$, где $h_{к}$ — определяющий размер тела. Для т. м. м.

за размер $h_к$ может быть взята высота (длина) катушки трансформатора (рис. 7.1).

Между критериями для случая естественной конвекции в свободной среде существует связь

$$Nu = C_\alpha (Gr \cdot Pr)^{n_\alpha}.$$

Значения физических параметров, входящих в каждый из критериев, должны браться при средней температуре $t_c + \tau/2$. Опытные коэффициенты n_α и C_α зависят от величины $(Gr \cdot Pr)$. Величина Nu, в свою очередь, определяет физические режимы движения охлаждающего агента на границе теплоотводящей поверхности, которые могут быть охарактеризованы значением степени n_α. Для условий т. м. м. характерно интенсивное ламинарное движение и величина $n_\alpha = 1/4$ [100]. Тогда $C_\alpha = 0{,}54$.

Учитывая сказанное, для условий т. м. м. можно получить [100]

$$\alpha_{кв} = m'_т A_\alpha \sqrt[4]{\frac{\tau}{h_к}}, \quad \frac{вт}{см^2 \cdot град}, \tag{7.5}$$

где $m'_т$ — опытный коэффициент, близкий к 1, учитывающий специфику конструкций т. м. м.; A_α — коэффициент, синтезирующий все физические параметры среды. Коэффициент A_α несколько зависит от температуры $(t_c + \tau/2)$, но эта зависимость весьма слабо выражена. Согласно [100] для наших типовых условий $(t_c + \tau/2 \approx \approx 50°\ C)$ $A_{\alpha 0} = 0{,}42 \cdot 10^{-3}$. В интервале значений $t_c + \tau/2$ от 10 до 150° C и выше зависимость A_α от этой температуры можно аппроксимировать степенной функцией $A_\alpha \doteq (T_c + \tau/2)^{-1/15 \div 30}$. Зависимость столь мала, что обычно ею можно пренебречь.

В итоге для коэффициента α в условиях т. м. м. получим по (7.3)

$$\alpha = 10^{-3} \left[0{,}42 m'_т \frac{A_\alpha}{A_{\alpha 0}} \sqrt[4]{\frac{\tau}{h_к}} + 0{,}51 \frac{(T_c + \tau)^4 - T_c^4}{\tau} \right], \quad \frac{вт}{см^2 \cdot град}. \tag{7.6}$$

Выражение (7.6) свидетельствует о нелинейности коэффициента α, что приводит к нелинейности тепловой задачи в целом. Решение различных нелинейных задач возможно методом итераций и другими известными методами [8]. Эти методы полезны для решения задач анализа сложных нелинейных систем, но их трудно использовать для решения в общем виде поставленной задачи синтеза.

Наша цель может быть достигнута, если найти удобные для общего анализа выражения коэффициента α. Это можно сделать, представив зависимость (7.6) в виде

$$\alpha = \alpha_0 \frac{F(\tau, t_c, h_к)}{F(\tau_0, t_{c0}, h_0)} = \alpha_0 \frac{F_\alpha}{F_{\alpha 0}}, \tag{7.7}$$

где α_0 берется по (7.6) при некоторых типовых, базисных условиях $\tau = \tau_0$, $t_c = t_{c0}$, $h_к = h_0$, в качестве которых примем следующие:

$$\tau_0 = 50 \textit{ град}, \; t_{c0} = 20^\circ \text{ C}, \; h_0 = 5 \textit{ см}. \qquad (7.8)$$

Соответственно функции F_α, $F_{\alpha 0}$, определяющие влияние аргументов τ, t_c, $h_к$, берутся: вторая — при этих же типовых условиях, первая — при интересующих нас значениях τ, t_c, $h_к$. Для представления $F_\alpha/F_{\alpha 0}$ в логарифмическом виде, аппроксимируем при известных оговорках выражение (7.4) для $\alpha_л$. Оно обладает тем интересным свойством, что в определенном диапазоне τ выражаемая им зависимость $\alpha_л$ от τ при разных t_c практически подчиняется тому же закону, что и $\alpha_{кв}$ по (7.5), т. е. $\alpha_л \doteq \sqrt[4]{\tau}$.

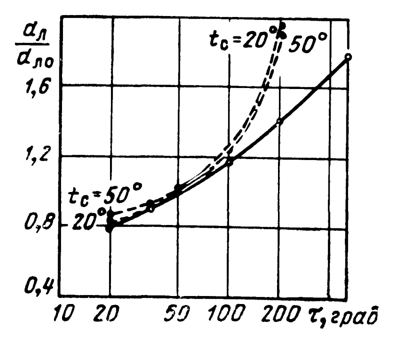


Рис. 7.3. Зависимость лучистого коэффициента теплоотдачи от перегрева:

——— приближенно, — — — — по формуле (7.4).

В подтверждение этого положения приводим на рис. 7.3 зависимости $\alpha_л/\alpha_{л0}$, где $\alpha_{л0}$ взят при $\tau=50$ *град*, от перегрева τ при разных t_c. Сплошной линией дана кривая $\alpha_л/\alpha_{л0} = \sqrt[4]{\tau/\tau_0}$, пунктирными — зависимости $\alpha_л/\alpha_{л0}$, полученные по (7.4). Расчеты, как и далее, проведены с использованием выражения (7.6). Видно, что лишь при $\tau > 100$ *град* начинается заметное расхождение сравниваемых кривых. Следовательно, если исключить зону больших перегревов, то вполне можно пользоваться аппроксимацией $\alpha_л=\alpha_{л\,0} \sqrt[\sigma_л]{\tau/\tau_0}$, где в указанном диапазоне $\sigma_л = 4$. Тогда и зависимость полного коэффициента α в соответствии с (7.3) и (7.5) можно представить в виде

$$\alpha \doteq \sqrt[\sigma_2]{\tau}, \quad \alpha = \alpha_0 \sqrt[\sigma_2]{\frac{\tau}{\tau_0}}, \qquad (7.9)$$

где в определенном температурном диапазоне $\sigma_2 = 4$.

Эта зависимость хорошо аппроксимирует истинную зависимость α от τ в несколько большем интервале, чем для

$\alpha_л$, что вполне естественно. Сказанное иллюстрируем рис. 7.4, где сравниваем зависимости α (τ) по (7.6) и по (7.9) при $\sigma_2 = 4$. Кривые построены для разных температур t_c и разных величин $h_к$, диапазон которых охватывает наиболее характерные области нашего исследования. Во всех случаях, как видно из рис. 7.4, аппроксимация по (7.9) при $\sigma_2 = 4$

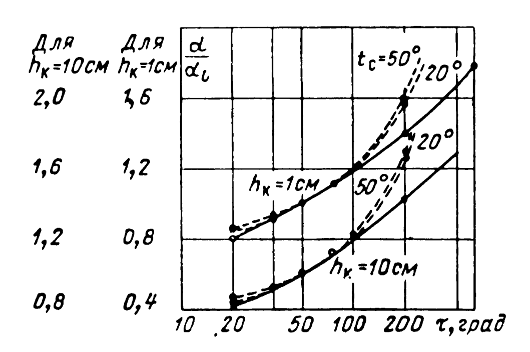


Рис. 7 4. Зависимость коэффициента теплоотдачи от перегрева:
——— приближенно, — — — по формуле (7.6)

дает достаточно точные результаты в диапазоне перегрева τ от 20 до 100—140 *град*.

Аппроксимируем также зависимость α от размера $h_к$. В широком интервале величин t_c (до 200° С) и τ (несколько сотен градусов) высокую точность дает аппроксимация

$$\alpha \doteq \frac{1}{\sqrt[\theta]{h_к}}, \quad \alpha = \alpha_0 \sqrt[\theta]{\frac{h_0}{h_к}}, \qquad (7.10)$$

где $\theta = 8 \div 9$ (большее значение соответствует большим значениям t_c и τ).

Точность выражения (7.10) демонстрируем при помощи рис. 7.5, на котором, аналогично рис. 7.4, дана величина α/α_0 по (7.6) и величина α/α_0 по (7.10), причем взяты разные значения t_c и τ.

Экспериментальный коэффициент $m'_т$ в (7.6) можно также заменить трансформированным коэффициентом $m_т$, отнесенным ко всему коэффициенту α.

Резюмируя изложенное и вспоминая выражения (7.7), (7.9), (7.10), (7.3), можно $F_\alpha/F_{\alpha 0}$ представить в виде $\sqrt[\sigma_2]{\tau/\tau_0}\times$

$\times \sqrt[\theta]{h_0/h_к}$ и получить окончательно

$$\alpha = m_т\alpha', \quad \alpha' \doteq \alpha \doteq \sqrt[\sigma_2]{\tau} / \sqrt[\theta]{h_к},$$
$$\alpha = m_т\alpha_0' \sqrt[\sigma_2]{\tau/\tau_0} \sqrt[\theta]{h_0/h_к}, \qquad (7.11)$$
$$\alpha = \alpha_0 \sqrt[\sigma_2]{\tau/\tau_0} \sqrt[\theta]{h_0/h_к},$$

или

$$\alpha = \alpha_0 k_{\alpha\tau h}, \quad \alpha = \alpha_{h\tau 0} \sqrt[\sigma_2]{\tau} / \sqrt[\theta]{h_к},$$
$$\alpha_{h\tau_0} = \left(\sqrt[\theta]{h_0} / \sqrt[\sigma_2]{\tau_0}\right) \alpha_0,$$
$$k_{\alpha\tau h} = k_{\alpha\tau} k_{\alpha h} \sqrt[\theta]{h_0/h_к}, \qquad (7.12)$$
$$k_{\alpha\tau} = \sqrt[\sigma_2]{\tau/\tau_0},$$

где α, α' определяются по (7.6) при $m_т' = 1$; α_0, α_0' — по (7.6) при базисных условиях (7.8); σ_2, θ — по (7.9), (7.10).

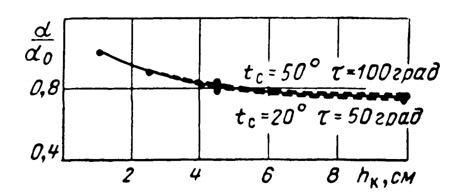


Рис. 7.5. Зависимость коэффициента теплоотдачи от высоты катушки:

——— — приближенно, — — — по формуле (7.6).

Экспериментальный коэффициент $m_т$, близкий к единице, зависит от типа т. м. м. [100].

Зависимости (7.11), (7.12) будем использовать в соответствующих случаях. При очень больших значениях t_c и τ, когда введенные аппроксимации теряют силу, будем обращаться к выражению (7.6).

Коэффициент теплопроводности. Коэффициенты теплопроводности λ влияют на перепад температуры в толще той или иной среды, в нашем случае — в толще катушки. Катушка в тепловом отношении весьма неоднородна. Однако предложены пути [134], позволяющие представить реальную катушку в виде эквивалентной среды с некоторым усредненным, эквивалентным коэффициентом теплопровод-

ности λ. Методы определения этого коэффициента учитывают влияние размеров провода, витковой, слоевой и другой изоляции, пропитки и т. д. Используя эти методы, можно определить типовые значения λ для нашего случая, если предположить типовой катушку в соответствии с данными § 5.3.

С учетом необходимых данных [100] получено, что в качестве типовых можно принять следующие значения коэффициентов λ:

$$\text{для пропитанных катушек } \lambda = (2 \div 3)\cdot 10^{-3}\, \textit{вт/см}\cdot\textit{град},$$
$$\text{для непропитанных катушек } \lambda = (1 \div 1{,}8)\cdot 10^{-3}\, \textit{вт/см}\cdot\textit{град}. \quad (7.13)$$

Коэффициент λ, в отличие от α, в достаточно широком интервале температур практически не зависит от температуры катушки.

7.5. Тепловой режим т.м.м. с закрытым сердечником

Как будет показано, анализ теплового режима целесообразно провести раздельно для т. м. м., сердечники которых имеют и не имеют открытых поверхностей охлаждения, способных непосредственно отводить тепло в окружающую среду. Эти две группы т. м. м. назовем соответственно трансформаторами с закрытым и открытым сердечником. Начнем с первых.

Общие положения. Перегрев τ. Наиболее характерным представителем трансформаторов с закрытым сердечником является ТТ, о котором мы и будем далее говорить для определенности. Тепловые потоки у ТТ, создаваемые потерями и в сердечнике $p_с$ и в катушке $p_к$, проходят сквозь катушку и отводятся вовне только через поверхность охлаждения катушки $П_к$ (частные случаи специфических конструкций с теплоотводящими ребрами, врезаемыми в катушку, здесь и далее мы не рассматриваем).

Эквивалентная тепловая схема ТТ может быть представлена в виде, изображенном на рис. 7.6. Тепловые сопротивления R_i, как известно, определяются геометрическими характеристиками отображаемого ими участка конструкции и коэффициентами теплопроводности λ или теплоотдачи α. Очевидно, что наиболее нагретая точка катушки

у ТТ лежит на ѓранице с сердечником и

$$\tau_{м} = \tau + \Sigma\tau_{вi}, \quad (7.14)$$

где τ — перегрев поверхности катушки над температурой среды $t_{с}$.

Из теории теплопередачи известно применительно к нашему случаю, что

$$\tau = \frac{p_{с} + p_{к}}{\alpha \Pi_{к}}, \quad (7.15)$$

где $\Pi_{к}$ — открытая поверхность охлаждения катушки, *см*²; $p_{с}$, $p_{к}$ — потери в сердечнике и катушке, *вт*; α определяется по выражениям (7.11)—(7.12), причем $m_{т} = 1$, $\alpha_0 = \alpha'_0 = 1{,}4$ *вт/см*²·*град*.

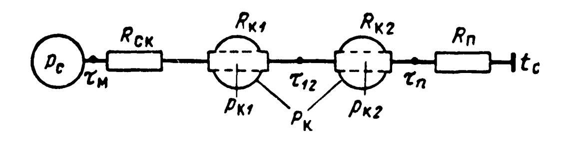


Рис. 7.6. Тепловая эквивалентная схема ТТ:
$R_{ск}$ — тепловое сопротивление участка между сердечником и катушкой; $R_{к1}$, $R_{к2}$ — то же для участков, занятых первичной и вторичной обмотками; $R_{п}$ — то же для границы между катушкой и средой.

Последние значения получены на основании специальных экспериментов для ТТ.

Строго говоря, перегрев τ может быть различен в разных точках поверхности. Мы под τ будем понимать средне-поверхностную температуру, в чем состоит одно из вводимых приближений.

Сумму $\Sigma\tau_{вi}$ в формуле (7.14) можно разбить на разное число слагаемых в зависимости от детальности анализа. Можно, скажем, дифференцированно рассмотреть сопротивления R_i и перепады $\tau_{вi}$ для каждого слоя изоляции проводов. Это привело бы к громоздкости выражений и затруднило бы получение общих выводов. Можно поступить иначе, выделив лишь наиболее принципиальные участки и рассмотрев их в тепловом отношении как единые, усредняя имеющиеся в их составе неоднородности. Для наших целей второй путь более приемлем, и мы на нем остановимся. В качестве таких принципиальных участков выделим два — первичную и вторичную обмотку. Теплопроводность катушки в соответствии с изложенным в § 7.4 будем характеризо-

вать коэффициентом λ. Учитывая сказанное, получим

$$\tau_м = \tau + \tau_в, \quad \tau_в = \tau_{в1} + \tau_{в2}, \quad \tau_м = \tau + \tau_{в1} + \tau_{в2}, \qquad (7.16)$$

где $\tau_в$, $\tau_{в1}$, $\tau_{в2}$ — внутренние перепады температур соответственно в толще всей катушки, первичной и вторичной обмоток. Разбиение катушки на два участка сделано нами для того, чтобы в общем случае учесть роль различных плотностей тока в первичной и вторичной обмотках (см. § 8.4), чего до сих пор не делалось в исследованиях тепловых режимов т. м. м.

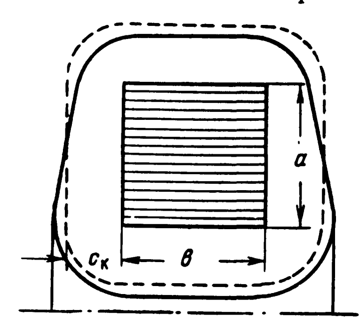


Рис. 7.7. К определению эквивалентной толщины катушки ТТ.

Необходимо ввести еще одно условие эквивалентности. Толщина катушки у ТТ в разных направлениях различна (рис. 6.2). Поэтому для характеристики толщины в дальнейший анализ надо ввести некоторую эквивалентную величину, использование которой вместо реальной толщины не изменит перепада $\tau_в$. С этой целью заменим катушку ТТ реальных очертаний равнотолщинной катушкой с толщиной $c_к$, аналогичной катушке других типов т. м. м., как показано на рис. 7.7. Эта замена должна быть произведена так, чтобы наружный периметр эквивалентной катушки $2\,(a + b) + \pi c_к$ остался равным наружному периметру реальной тороидальной катушки. (То же относится к средней длине витка катушки.) Это позволяет также унифицировать основные выражения для разных типов т. м. м. Решение данной чисто геометрической задачи приводит к следующему выражению для эквивалентной толщины катушки:

$$c_к = \frac{1}{8}\left(\frac{c_0^2}{c+2a} + \frac{c_0^2}{2c} + c - \delta\right). \qquad (7.17)$$

Если использовать геометрические изображения по (5.58), (5.61), (5.62), то получим

$$c_к = x_к a, \quad x_к = \frac{1}{8}\left(\frac{x_0^2}{x+2} + \frac{x_0^2}{2x} + x - x_\delta\right). \qquad (7.18)$$

Здесь $c_0^2 = c^2 - \delta^2$, $x_0^2 = x^2 - x_\delta^2$. Величины $x_к$, x_0^2 занесены в сводную табл. 5.4, приведенную ранее в § 5.3.

Внутренний перепад температур. Перейдем к выводу выражения для $\tau_м$, раскрывая величину $\tau_в$. Из формул (7.16) находим

$$\tau_м = \Gamma\tau, \qquad (7.19)$$

где

$$\Gamma = 1 + \tau_в/\tau; \qquad (7.20)$$

$\tau_в$ определяется по (7.16); τ — по (7.15).

Коэффициент Γ назовем коэффициентом перепада температур. Потери $p_с$ создают в ТТ перепад температур $\tau_{вс}$ по всей толщине катушки $c_к$, как внешний источник. Так же потери первичной обмотки $p_{к1}$ создают перепад $\tau_{в21}$ во вторичной обмотке толщиной $c_{к2}$, по отношению к которой они являются внешними. Кроме того, в первичной и вторичной обмотках толщиной $c_{к1}$ и $c_{к2}$ возникают перепады температур $\tau_{в11}$ и $\tau_{в22}$ только от потерь $p_{к1}$ и $p_{к2}$ соответственно, которые в данном случае проявляют себя как внутренние источники тепла.

Для участков с внутренними источниками [100]

$$\tau_{вii} = \frac{p_{ii}}{\lambda}\frac{l_{кi}^2}{2}, \qquad (7.21)$$

где $p_{ii} = p_i/V_i$ — объемная плотность потерь, *вт/см*^{3}.

Поэтому

$$\tau_{в11} = \frac{p_{к11}}{\lambda}\frac{c_{к1}^2}{2}, \quad \tau_{в22} = \frac{p_{к21}}{\lambda}\frac{c_{к2}^2}{2},$$

где

$$p_{к11} = p_{к1}/V_{к1}; \quad p_{к21} = p_{к2}/V_{к2}; \quad p_{к1} + p_{к2} = p_к.$$

Для участков с внешними источниками в дифференциальной форме, как известно,

$$d\tau_{вс} = \frac{p_с\, d\Delta}{\lambda s_\Delta}, \quad d\tau_{в21} = \frac{p_{к1}\, d\Delta}{\lambda s_\Delta}, \qquad (*)$$

где Δ — текущая радиальная толщина цилиндрической катушки относительно данной ее точки; s_Δ — текущее поперечное сечение эквивалентной катушки, через которое проходит тепловой поток $p_с$ или $p_{к1}$, определяемое при координате Δ.

Из геометрических соотношений для ТТ с достаточной точностью можно считать

$$s_\Delta = 2(a + b + \pi\Delta)(c + a)\pi.$$

Интегрируя выражение (*) в нужных пределах, находим с учетом этого равенства

$$\left.\begin{aligned}\tau_{\text{в с}} &= \frac{p_{\text{с}}}{\lambda\pi(c+a)}\int\limits_0^{\Delta_{\text{к}}}\frac{d\Delta}{2(a+b+\pi\Delta)} = \\ &= \frac{p_{\text{с}}}{\lambda\pi(c+a)}\,\frac{1}{2\pi}\ln\frac{a+b+\pi c_{\text{к}}}{a+b}, \\ \tau_{\text{в}21} &= \frac{p_{\text{к}1}}{\lambda\pi(c+a)}\int\limits_{\Delta_{\text{к}1}}^{\Delta_{\text{к}}}\frac{d\Delta}{2(a+b+\pi\Delta)} = \\ &= \frac{p_{\text{к}1}}{\lambda\pi(c+a)}\,\frac{1}{2\pi}\ln\frac{a+b+\pi c_{\text{к}}}{a+b+\pi c_{\text{к}1}}.\end{aligned}\right\} \tag{7.22}$$

Перепад $\tau_{\text{в}}$ можно теперь представить как

$$\tau_{\text{в}} = \tau_{\text{в с}} + \tau_{\text{в}21} + \tau_{\text{в}11} + \tau_{\text{в}22}. \tag{7.23}$$

Найдем, используя уравнения (7.21), сумму $\tau_{\text{в}11}+\tau_{\text{в}22}$, беря $p_{\text{к}1}$, $p_{\text{к}2}$ по формулам (5.33), а $c_{\text{к}1}$, $c_{\text{к}2}$ — по (5.72) и (5.70) при условии (5.69):

$$\tau_{\text{в}11}+\tau_{\text{в}22} = \frac{k_{\text{ок}}\rho}{2\lambda}\,c_{\text{к}}^2\,\frac{1+i_1^2}{(1+\varepsilon i_1)^2}\,j_2^2. \tag{7.24}$$

Выразим j_2 из (5.33), подставляя s_2 из выражений (5.70), (5.69):

$$j_2 = \sqrt{\frac{p_{\text{к}2}(1+\varepsilon i_1)}{k_{\text{ок}}\rho s_{\text{ок}} l_2}}. \tag{7.25}$$

В формулах (7.22) и (7.25) потери $p_{\text{к}1}$ и $p_{\text{к}2}$ можно выразить через суммарные потери $p_{\text{к}}$. Для этого, забегая вперед, воспользуемся результатами исследований соразмерности потерь и оптимального соотношения плотностей тока, изложенных в § 8.4 и 8.5. Из выражений (8.41) н (8.42) получаем

$$p_{\text{к}1} = \frac{i_1(\varepsilon_0/\varepsilon)}{1+i_1(\varepsilon_0/\varepsilon)}, \quad p_{\text{к}2} = \frac{1}{1+i_1(\varepsilon_0/\varepsilon)}\,p_{\text{к}}, \tag{7.26}$$

где ε — соотношение плотностей тока обмоток по (5.66); ε_0 — оптимальное значение соотношения ε по (8.39).

Введем в выражения также соотношение потерь в сердечнике и катушках $\nu = p_{\text{с}}/p_{\text{к}}$ по (5.20).

Тогда, решая совместно уравнения (7.22) — (7.26) и подставляя значение $c_{\text{к}1}$, как и при выводе выражения (7.24), находим

$$\tau_{\text{в}} = \frac{p_{\text{к}}}{\lambda}\,[\nu L_{\text{с}} + L_{21} + L_{ii}], \tag{7.27}$$

где

$$\left.\begin{aligned}
L_c &= \frac{1}{\pi(c+a)\,2\pi}\ln\left(1+\frac{\pi c_\text{к}}{a+b}\right);\\
L_{21} &= \frac{1}{\pi(c+a)}\,\frac{i_1\dfrac{\varepsilon_0}{\varepsilon}}{1+i_1\dfrac{\varepsilon_0}{\varepsilon}}\,\frac{1}{2\pi}\ln\frac{a+b+\pi c_\text{к}}{a+b+\pi c_\text{к}\dfrac{\varepsilon i_1}{1+\varepsilon i_1}};\\
L_{ii} &= \frac{1}{2}\,\frac{1+i_1^2}{1+\varepsilon i_1}\,\frac{1}{1+i_1\dfrac{\varepsilon_0}{\varepsilon}}\,\frac{c_\text{к}^2}{s_\text{ок} l_{w2}}.
\end{aligned}\right\}\qquad(7.28)$$

Переходя к геометрическим изображениям, в этих выражениях можно сделать следующие замены:

$$\begin{aligned}
c+a&=(x+1)\,a, \quad c_\text{к}=x_\text{к}a,\\
a+b&=(y+1)\,a, \quad l_{w2}=\varphi_{w2}a.
\end{aligned}\qquad(7.29)$$

Используя зависимости (7.27)—(7.29), (7.20), (7.15) и полагая по формуле (5.62) $\Pi_\text{к}=\varphi_{\text{п к}}a^2$, получим выражение для коэффициента Γ, характеризующего превышение максимального перегрева над перегревом поверхности:

$$\Gamma = 1+\frac{\alpha a}{\lambda(\nu+1)}\left(\nu L'_c+L'_{21}+L'_{ii}\right),\qquad(7.30)$$

где

$$\left.\begin{aligned}
L'_c &= \frac{\varphi_\text{пк}}{\pi(x+1)}\,\frac{1}{2\pi}\ln\left(1+\frac{\pi x_\text{к}}{y+1}\right);\\
L'_{21} &= \frac{\varphi_\text{п к}}{\pi(x+1)}\,\frac{i_1\dfrac{\varepsilon_0}{\varepsilon}}{1+i_1\dfrac{\varepsilon_0}{\varepsilon}}\,\frac{1}{2\pi}\ln\frac{1+y+\pi x_\text{к}}{1+y+\pi x_\text{к}\dfrac{\varepsilon i_1}{1+\varepsilon i_1}};\\
L'_{ii} &= \frac{1}{2}\,\frac{1+i_1^2}{1+\varepsilon i_1}\,\frac{x_\text{к}^2}{1+i_1\dfrac{\varepsilon_0}{\varepsilon}}\,\frac{\varphi_\text{п к}}{\varphi_\text{ок}\left(2+2y+\pi x_\text{к}\dfrac{1+2\varepsilon i_1}{1+\varepsilon i_1}\right)}.
\end{aligned}\right\}\qquad(7.31)$$

Функции L'_i безразмерны и зависят только от геометрии т. м. м. ($x_\text{к}$, y, ε_0, φ_i), тока i_1 и выбранного соотношения плотностей тока ε. При фиксированных указанных параметрах относительный перепад температуры по формуле (7.30) зависит от соотношения потерь ν и физических констант α/λ, а также от абсолютных размеров т. м. м. (базисный размер a). Из этой формулы можно сделать ряд важных выводов.

Относительный перепад температуры увеличивается с ростом ν, значит, у т. м. м. при повышенной частоте он существеннее, чем при нормальной. Он увеличивается также с ростом размеров т. м. м. и вопреки распространенному мнению в первом приближении не зависит от самой величины перегрева. Последнее весьма интересно и позволяет распространить выводы, проверяемые в обычных условиях, на т. м. м. с повышенным перегревом. Правда, связь между коэффициентом Γ и перегревом проявляется косвенным образом через коэффициент теплоотдачи α, однако это уже фактор второго порядка, тем более что обычно при высоких перегревах соотношение ν изменяется в сторону, обратную изменению α. Роль соотношения ε рассмотрим в § 8.4.

Заметим, что член α/λ связан с известным в теории теплопередачи критерием Био (Bi) и может быть представлен как $\alpha/\lambda = 2Bi/a_э$. Здесь $Bi = \frac{\alpha}{\lambda}\pi\frac{a_э}{2}$ — критерий Био для поверхности эквивалентной цилиндрической катушки наружного диаметра $a_э$, обеспечивающего получение площади $\frac{\pi}{4}a_э^2$, равной площади, огибаемой реальным периметром катушки (в разрезе). Тогда (7.30) можно записать в виде

$$\Gamma = 1 + Bi\,\frac{a}{a_э}\,\frac{2}{1+\nu}\left(\nu L'_c + L'_{21} + L'_{ii}\right).$$

Выражения (7.31) для практических целей могут быть несколько упрощены, если заметить, что с достаточной точностью

$$\frac{1}{2\pi}\ln\left(1+\frac{\pi x_к}{y+1}\right) \approx \frac{x_к}{\varphi_w},$$
$$\frac{1}{2\pi}\ln\left(\frac{1+y+\pi x_к}{1+y+\pi x_к\dfrac{\varepsilon i_1}{1+\varepsilon i_1}}\right) \approx \frac{x_к}{(1+\varepsilon i_1)\,\varphi_{w2}}. \qquad (7.32)$$

Если рассчитать по выведенным формулам коэффициент перепада Γ, то убедимся, что при определенных сочетаниях параметров a и x он может достигать больших значений, вплоть до 1,5—2, а у непропитанных ТТ из-за уменьшения λ в соответствии с данными (7.13) — и бóльших значений.

Экспериментальная проверка хорошо подтверждает полученные выводы (методику опытов см. в приложении 4). Приводим в табл. 7.1 в качестве примера результаты испы-

Таблица 7.1

Результаты расчета и эксперимента по определению перепада температур для ТТ

ν	Перегрев, *град*					Перепад $\tau_в$, *град*		Коэффициент $Г$		$Г/Г_{\nu=1}$	
	Опыт										
	$\tau_г$	τ_1	τ_{12}	τ_2	$\tau_п$	Опыт	Расчет	Опыт	Расчет	Опыт	Расчет
∞	52,1	48	44,3	39,1	33,4	18,7	19,1	1,56	1,57	1,11	1,12
2,6	50,8	48,1	45	40,2	34,4	16,4	16,9	1,48	1,49	1,05	1,07
1	52,8	50,5	48,5	44,3	37,5	15,3	15,2	1,41	1,40	1	1
0,4	50,7	49,4	48,1	43,9	37,8	12,9	12,9	1,34	1,34	0,95	0,96
0	51,1	50,6	50,2	46,8	39,9	11,2	10,6	1,28	1,26	0,91	0,90

Примечание. $Г_{\nu=1}$ — значение $Г$ при $\nu = 1$.

таний и расчетов для пропитанного ТТ на сердечнике ОЛ 55/86-25 ($x = 3{,}5$, $x_к = 0{,}7$, $y = 1{,}6$).

Таким образом, у ТТ внутренний перепад температур играет большую роль, и его следует учитывать как в теории, так и в практике расчетов ТТ. В излагаемой в разделе 2 теории оптимизации при учете теплового режима мы используем приведенные результаты. Для инженерных расчетов полученные формулы можно упростить, как это сделано в § 7.10. Однако и без этих упрощений ими пользоваться несложно, так как коэффициенты L_i' просто рассчитать при известной геометрии ТТ, а определение Γ, τ и $\tau_м$ по выражениям (7.15), (7.19), (7.30)—(7.32) не вызывает никаких затруднений.

7.6. Тепловой режим т. м. м. с открытым сердечником

Общие положения. Для т. м. м. с открытым сердечником — БТ, СТ, 1СТ, 3Т — часть выделяемого в трансформаторе тепла всегда отводится через открытую поверхность (поверхность охлаждения) сердечника $\Pi_с$. Взаимонаправленность тепловых потоков катушки и сердечника зависит от ряда факторов, в том числе такого важнейшего, как соотношение потерь ν. Поэтому выводы, полученные для ТТ, не могут быть распространены на другие типы. Тут аналитические методы не приводят к получению результата в приемлемой для поставленных целей форме.

Поэтому, используя общие положения теории теплопередачи, привлечем для оформления конечного результата экспериментальный материал, полученный на основании обширных и строго поставленных опытных исследований. Целесообразно получить этот результат в такой форме, которая максимально благоприятствовала бы использованию обычного в практике проектирования т. м. м. и наиболее удобного метода тепловых испытаний, осуществимого для реальных образцов трансформаторов. Таким методом является измерение среднеобъемного перегрева обмоток, в частности наиболее нагретой (обычно первичной) обмотки $\tau_1 = \tau$. С этой целью запишем для наиболее нагретой зоны

$$\tau_м = \tau + \tau_в, \tag{7.33}$$

где $\tau_в$ — разница между перегревами $\tau_м$ и τ.

Найдем пути определения τ и $\tau_в$. Для т. м. м. граничными с точки зрения соотношения потерь являются два режима: $\nu \ll 1$ и $\nu \gg 1$. Возможные режимы работы любых т. м. м. заключены между этими граничными. К первому из них тяготеют т. м. м. повышенной частоты, ко второму — т. м. м. нормальной частоты. Рассмотрим эти два граничных режима, распространив затем полученные выводы на другие режимы как промежуточные. Из теоретических выводов [100] легко получить для обоих режимов принципиальную температурную картину по толщине катушки, представленную в § 7.3 на рис. 7.2. Для обозначений используем индексы: г — граница между несущим стержнем сердечника и катушкой (гильзой), п — поверхность катушки, *1—2* — граница раздела первичной и вторичной обмоток, *1* — средняя часть первичной обмотки. Через l_x обозначена текущая координата вдоль толщины обмотки.

В первом режиме максимальный перегрев катушки наблюдается на границе с сердечником: $\tau_м = \tau_г$. Во втором режиме согласно работе [225] и данным опыта зона максимального перегрева $\tau_м$ располагается примерно в середине катушки. С достаточной точностью можно считать также, что средний перегрев первичной обмотки τ совпадает с перегревом, имеющим место в зоне *1—1*, расположенной в середине обмотки ($l_x \approx c_{к1}/2$). Изображенную картину хорошо подтверждает и эксперимент.

Из рис. 7.2 видно, что в обоих граничных режимах перепад $\tau_в$ определяется падением температуры на участке длиной $c_{к1}/2$. Поэтому примем далее, что $\tau_в = F_\tau\,(c_{к1}/2)$, где толщина $c_{к1}$ — переменная величина, определяемая соотношением плотностей тока ε и другими параметрами из выражений (5.72), (5.70), F_τ определена ниже.

Используя относительную величину $\tau_в/\tau$ и коэффициент перепада Γ, получим

$$\tau = \tau_м/\Gamma, \tag{7.34}$$

где

$$\Gamma = 1 + \tau_в/\tau.$$

Все принятые ранее приближения тем более допустимы, что сам перепад $\tau_в$ даже у относительно больших БТ, СТ, 1СТ, 3Т весьма мал по сравнению с перегревом τ, что показывают и расчет и опыт (имеем в виду условия естественной конвекции). Опытные данные приведены в табл. 7.2.

Перегрев τ. В литературе по т. м. м. и практике их расчетов наблюдается различный подход к определению τ.

Ряд авторов [4, 53 и др.] пользуются выражениями вида

$$\tau \doteq \frac{p_с + p_к}{C} T,$$

где C — усредненная теплоемкость трансформатора:

$$T = \frac{1}{60} \frac{C}{\alpha} \frac{G}{\Pi_с + \Pi_к}.$$

При этом отношение C/α заменяют некоторым усредненным постоянным коэффициентом, что противоречит физическому смыслу величин C и α. Поэтому данный метод определения τ неприемлем.

Часто перегрев определяют вне связи с потерями и поверхностью охлаждения сердечника, считая катушку в тепловом отношении автономной частью конструкции т. м. м. [53, 253 и др.]:

$$\tau = p_к / \alpha \Pi_к. \qquad (7.35)$$

Такой подход принят также при тепловых расчетах реле и других подобных электромагнитных механизмов [69, 135, 183, 192]. При этом в работе [122] влияние сердечников учитывается опытными коэффициентами, на которые умножается величина $\Pi_к$. В работах по реле потери в сердечнике не учитываются, поскольку рассмотрены только реле постоянного тока.

Определение перегрева описываемым способом неприемлемо для т. м. м., где потери в сердечнике нельзя не учитывать; часто они играют даже превалирующую роль. Собственно, и при условии $p_с = 0$ формула (7.35) приводит к результату лишь в самом первом приближении, поскольку она не учитывает теплообмена катушки и сердечника.

В последние годы наибольшее распространение для тепловых расчетов т. м. м. получила формула

$$\tau = (p_к + p_с) / \alpha (\Pi_с + \Pi_к) \qquad (7.36)$$

[103, 231, 272 и др.]. Коэффициент α в формулах (7.35) и (7.36) имеет размерность удельного коэффициента теплоотдачи (*вт/см*^{2}*·град*) и его на практике обычно таковым и называют. Физически, однако, коэффициент α есть некоторый условный коэффициент, зависящий от истинного коэффициента теплоотдачи, но не равный ему. Последний определяет перегрев поверхности тела над температурой окружающей среды; по этим же формулам определяется средний перегрев горячей обмотки. Таким образом, коэффициент α является некоторым условным коэффициентом, учитывающим условия теплоотдачи с поверхности и теплопередачи внутри обмоток катушки. (Коэффициент α являлся бы

коэффициентом теплоотдачи при условии отсутствия перепадов температур внутри сердечника и катушки и между ними, т. е. при одинаковой температуре во всех точках т. м. м.) Коэффициент α определяется опытным путем.

Существенным недостатком формулы (7.36) является отсутствие дифференциации влияния потерь $p_к$ и $p_с$ и различной геометрии т. м. м. на перегрев τ. Действительно, потери $p_с$ греют катушки лишь косвенно, через поверхность соприкосновения сердечника и катушек. Поэтому их роль в нагреве катушки при реальной геометрии т. м. м. меньше, чем роль потерь $p_к$, что отмечалось нами ранее в работе [26]. Следовательно, при равной сумме потерь $p_к + p_с = \text{const}$ перегрев τ должен падать с увеличением отношения ν. Наоборот, при $\tau = \text{const}$ при увеличении ν можно допустить большую величину потерь $p_с + p_к$. При этом естественно ожидать, что с увеличением отношения $\beta = П_с/П_к$ отмеченный эффект будет усиливаться. Эти факты уверенно подтверждаются экспериментом (см. рис. 7.8).

Формула же (7.36), как и (7.35), не учитывает ни роли ν, ни роли геометрии, и при широких вариациях ν и β она дает недопустимую ошибку (рис. 7.8). Это приводит, в частности, к тому, что для одного и того же типоразмера т. м. м. формула дает разные результаты при изменении частоты питания (изменении ν). Для корректировки этого недостатка для т. м. м. нормальной и повышенной частоты в (7.36) приходится вводить различные значения α, что противоречит физическому смыслу понятия коэффициента теплоотдачи.

Таким образом, ни одна из известных формул для определения перегрева τ не может быть использована в нашем анализе и необходимо предложить иной путь, более полно отображающий процессы, свойственные т. м. м. Рассмотрим этот вопрос.

В соответствии с условиями теплообмена в т. м. м., используя закон Ньютона, можно записать уравнение

$$p_с + p_к = \alpha_к \tau_к П_к + \alpha_с \tau_с П_с, \quad (7.37)$$

где $\tau_к$, $\tau_с$ — перегревы поверхностей катушки и сердечника; $\alpha_к$, $\alpha_с$ — коэффициенты теплоотдачи с этих поверхностей.

Преобразуем записанное уравнение:

$$p_с + p_к = \alpha_к \tau_к П_к Б, \quad (7.38)$$

где
$$Б = 1 + \frac{\alpha_с}{\alpha_к} \frac{\tau_с}{\tau_к} \frac{П_с}{П_к} = 1 + \beta \frac{\alpha_с}{\alpha_к} \frac{\tau_с}{\tau_к}.$$

В соответствии с изложенным в § 7.4 и выражением (7.11)

$$\alpha_с/\alpha_к = F'_\alpha (\tau_с/\tau_к).$$

Тогда

$$Б = 1 + \beta F_\alpha (\tau_с/\tau_к).$$

Отношение $\tau_с/\tau_к$ определяется многими факторами, среди которых, как это следует из физики явления, для данного т. м. м. важнейшими будут отношение потерь в сердечнике и катушках и геометрия трансформаторов. Очевидно также, что определяющей характеристикой геометрии явится отношение поверхностей охлаждения β. Поэтому введем замену

$$F_\alpha (\tau_с/\tau_к) = F_\tau (\nu, \beta)$$

и запишем

$$Б = 1 + \beta F_\tau (\nu, \beta). \qquad (7.39)$$

Функцию F_τ, зависящую от конструктивных особенностей т. м. м. и от способа его расположения, следуя избранной нами методике, можно определить экспериментальным путем.

Количество тепла $p'_к = \alpha_к \tau_к П_к$, отводимое в среду с поверхности катушки, можно выразить и через условный коэффициент α, определяемый среднеобъемным перегревом первичной обмотки τ на основании экспериментальных данных как $\alpha = p'_к/(\tau П_к)$. Этот коэффициент характеризует мощность, отводимую в виде тепла через единицу поверхности охлаждения катушки на 1 *град* среднеобъемного перегрева ее наиболее горячей (первичной) обмотки. Он имеет размерность коэффициента теплоотдачи.

Поскольку в практике проектирования т. м. м. и реле аналогичный коэффициент в выражении (7.36) принято называть коэффициентом теплоотдачи [47, 53, 69, 183, 192], мы также будем применять этот термин, вполне отдавая себе отчет в его условности. (Подобный коэффициент часто называют также удельной тепловой нагрузкой катушки, особенно в литературе по мощным трансформаторам и электрическим машинам.) Так как коэффициент α обусловливается и теплоотдачей с поверхности (в основном), и в некоторой мере теплопередачей внутри катушки, он зависит от тех же факторов, что и истинный коэффициент теплоотдачи, но зависимость от размеров проявляется в несколько большей степени. Поскольку $\alpha_к \tau_к = \alpha\tau$, то, используя коэффициент α и выражения (7.38) и (7.39), получим

$$\tau = \frac{p_с + p_к}{\alpha П_к [1 + \beta F_\tau (\nu, \beta)]}. \qquad (7.40)$$

На основании многочисленных экспериментальных данных, обработанных по результатам испытаний т. м. м. всех типов при различной геометрии и различных абсолютных размерах (в очень широкой гамме характеризующих эти понятия величин, см. приложение 4), нами получено, что функцию $F_\tau (\nu, \beta)$ можно представить в следующем виде:

$$F_\tau (\nu, \beta) = m_1 \sqrt{\frac{\nu + m_0}{1 + 0{,}2 m_2 \beta \nu}}, \qquad (7.41)$$

где m_0, m_1, m_2 — конструктивные коэффициенты.

Для типовых конструкций по данным § 5.3 и приложения 4 при отсутствии теплоотводящего металлического шасси получены следующие типовые значения коэффициентов:

Тип трансформатора	m_T	m_1	m_2	m_0	a'_0
СТ, ЗТ БТ, 1СТ	1 0,87	} 1	1	0,6	$1{,}2\cdot10^{-3}\,\dfrac{вт}{см^2\cdot град}$

(7.42)

При наличии металлического шасси $m_1 > 1$.

Окончательно имеем

$$\tau=\frac{p_c+p_к}{\alpha\Pi_к\left(1+m_1\beta\sqrt{\dfrac{\nu+m_0}{1+0{,}2m_2\beta\nu}}\right)}=$$

$$=\frac{p_к}{\alpha\Pi_к}\,\frac{1+\nu}{1+m_1\beta\sqrt{\dfrac{\nu+m_0}{1+0{,}2m_2\beta\nu}}}\,. \qquad (7.43)$$

Вводя сокращенное обозначение $Б$, можно написать

$$\tau=\frac{p_c+p_к}{\alpha\Pi_к Б}=\frac{p_к}{\alpha\Pi_к}\,\frac{1+\nu}{Б}\,, \qquad (7.44)$$

$$Б=1+m_1\beta\sqrt{\frac{\nu+m_0}{1+0{,}2m_2\beta\nu}}\,, \qquad (7.45)$$

где α выражается аналогично (7.11), (7.12) с учетом (7.42); $m_т$, m_0, m_1, m_2 в типовом случае определяются по (7.42).

При подсчете величины $\Pi_к$ в формулах (7.43), (7.44) поверхность торцов надо брать с коэффициентом 0,7, что учитывает разную роль торцов и боковых поверхностей катушек в процессе теплоотдачи вследствие реальной (не одномерной) температурной картины в катушке [100]. Для ЗТ при расчете $\Pi_к$ следует вводить поверхности средней катушки, как находящейся в наиболее напряженном тепловом режиме и поэтому являющейся определяющей для характеристики теплового режима.

Формуле (7.43), как базирующейся в известной степени на экспериментальных данных, свойственны определенные ограничения. Однако при установленных коэффициентах m_i она дает хорошее совпадение с опытными данными во

всем диапазоне изменений ν от 0 до ∞ и для всех типов т. м. м. с открытым сердечником, причем расхождение расчетных и опытных величин перегрева не превышает 15—20%, а в большинстве случаев значительно ниже. Таким образом, достоинством формулы является ее известная универсальность: возможность использования (при одних и тех же значениях постоянных коэффициентов) для т. м. м. любой частоты питания, для расчета перегрева в любом режиме нагрузки от холостого хода до короткого замыкания и т. д. Эта формула может быть предложена и для практических расчетов перегрева при проектировании т. м. м. (см. § 7.10). Заметим, что формула для перегрева τ, приведенная автором в предыдущей книге [26], является частным случаем этой более общей формулы. В частности, формула из [26] дает хорошие результаты в диапазоне значений ν, которые не охватывают граничных случаев (очень малых или весьма больших ν), формула (7.43) этих ограничений не имеет. Если по найденному выражению (7.43) рассчитать перегрев τ при постоянной сумме потерь $p_с + p_к$, но при разных ν, то окажется, что с увеличением ν можно заметно увеличивать суммарные потери в трансформаторе, сохраняя постоянный перегрев τ.

Из теории трансформаторов известно, что весьма характерным является режим работы, при котором наблюдается равенство потерь в сердечнике и катушках $p_с = p_к$, т. е. $\nu = 1$. В этом режиме, в частности, у данного трансформатора получается максимальный к. п. д. Мы также будем режим $\nu = 1$ считать некоторым базисным, что полезно при рассмотрении многих вопросов. Что касается теплового режима, то на основании сказанного можно утверждать, что режимы работы т. м. м. с открытым сердечником при $\nu > 1$ более благоприятны, чем при $\nu < 1$.

Будет показано (§ 9.3, 11.6), что существует оптимальный режим работы, характеризуемый значением $\nu = \nu_0$. В этом режиме достигаются наилучшие показатели т. м. м. *Режимы*, для которых $\nu \geqslant \nu_0$, назовем в общем случае *естественными*. Однако не всегда удается осуществить режим $\nu \geqslant \nu_0$, так как ряд причин может наложить ограничения на выбор величин $p_с$ и $p_к$. Режимы, при которых $\nu < \nu_0$, назовем *вынужденными тепловыми режимами*. Трансформаторы, работающие в естественном тепловом режиме, будем обозначать для краткости ТЕР, а в вынужденном тепловом режиме — ТВР. Подобная классификация имеет

большое значение в дальнейшем анализе т. м. м., и мы будем ею неизменно пользоваться. Подробнее естественный и вынужденный режимы работы рассмотрены в § 5.4, 14.3. Укажем лишь, что к ТЕР тяготеют т. м. м. повышенной, а к ТВР — нормальной частоты.

Эксперименты показывают достаточно хорошую точность формулы (7.43). Прежде всего подтвердим отмеченную выше роль соотношения ν. На рис. 7.8 приведены результаты испытаний одного

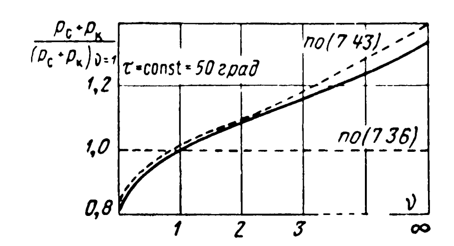


Рис. 7.8. К точности расчета перегрева по формуле (7.43):

——— опыт, — — — расчет.

из образцов — БТ с сердечником ШЛ 20 × 20, $s_c s_{ок} = 40$ *см*^{4}. Испытания проведены во всем диапазоне изменений ν — от 0 до ∞. При этом потери p_c и $p_к$ подбирались такими, чтобы при всех ν получить постоянный перегрев $\tau = 50$ *град*. Оказалось, как и следовало ожидать, что по мере роста ν допустимая сумма потерь $p_c + p_к$ возрастает. Это хорошо видно из опытной кривой $\frac{(p_c + p_к)}{(p_c + p_к)_{\nu=1}}$, изображенной на рисунке сплошной линией, причем величина $(p_c + p_к)_{\nu=1}$ берется при $\nu = 1$. Для сравнения пунктиром нанесена та же кривая, рассчитанная по выражению (7.43). Она весьма близка к опытной. Совсем иной результат дает обычная формула (7.36), как это видно из того же рисунка. По мере отклонения ν от 1 как в меньшую, так и в большую сторону сумма $(p_c + p_к)$ определяется по этой формуле все с большей ошибкой, достигающей значительных величин. Аналогичный результат получим, если при заданных p_c и $p_к$ будем определять τ.

Укажем кратко другие результаты экспериментальной проверки (методика — по приложению 4). По данным табл. 7.2 можно проследить характерные картины температурного поля в катушке при малых и больших ν, представленные ранее на рис. 7.2. Что касается точности расчета τ по формуле (7.43), об этом говорилось несколько выше. Наибольшие отклонения наблюдаются при очень больших ν ($\nu \to \infty$), особенно у СТ. Поскольку такой режим на практике почти не встречается, этот факт мало существен. Напомним, что обычная формула (7.36) дала бы в этом режиме ошибку

Таблица 7.2

Результаты эксперимента по определению перепада температур для БТ

ν	Перегрев, *град*					Перепад $\tau_в$, *град*	Коэффициент $Г$
	$\tau_г$	$\tau_1 = \tau$	τ_{12}	τ_2	$\tau_п$		
∞	**49,3**	47,2	43,2	41,2	40,0	2,1	1,04
2,3	**53,9**	53,0	51,9	48,0	46,2	0,9	1,02
1	51,0	51,2	**51,5**	48,0	45,1	0,3	1,01
0,3	46,0	47,1	**48,3**	45,1	41,5	1,2	1,02
0	49,9	52,0	**54,0**	52,1	49,5	2	1,04

Примечание. Шрифтом выделен максимальный перегрев $\tau_м$.

гораздо большую. Проверялась на опыте и возможность использования для коэффициента α зависимости (7.9). Эта возможность подтвердилась в указанном ранее широком диапазоне значений τ.

Внутренний перепад температур. Определим перепад температур в катушке $\tau_м - \tau$ из выражения (7.33) и коэффициент перепада $Г$ (7.34). Согласно принятому определению перепад $\tau_в$ берем для половины толщины внутренней (первичной) обмотки $c_{к1}/2$ (рис. 7.2). Применим формулу (7.21) для внутреннего перепада температуры на участке длиной l_{xi} при $l_{xi} = c_{к1}/2$. При этом $c_{к1}$ выразим в соответствии с выражением (5.72). Определяя величину p_{ii}, берем $V_{к1} = s_1 l_{w1}$, $p_{к1}$ — по формуле (8.41), s_1 — по (5.70). Тогда

$$\tau_в = \frac{i_1^2 \varepsilon c_к^2 p_к}{8\lambda\,(1+\varepsilon i_1)^2\, s_{ок} l_{w1}}\,. \tag{7.46}$$

Беря теперь τ по выражению (7.44), где α определяется по (7.12), получаем для коэффициента $Г$ согласно зависимости (7.20)

$$Г = 1 + a^{(\theta-1)/\theta} \frac{\alpha_{\tau h0}}{\lambda} \sqrt[\sigma/2]{\tau}\, \frac{i_1^2 \varepsilon}{(1+\varepsilon i_1)^2}\, \frac{1}{1+\nu}\, \varphi_г, \tag{7.47}$$

где $\alpha_{\tau h0}$ определяется по (7.12);

$$\varphi_г = \frac{c_{к1}}{2}\, \frac{П_к Б}{s_{ок} l_{w1} \sqrt[\theta]{h_к}}\, a^{(1-\theta)/\theta}$$

или, переходя к изображениям по (5.62),

$$\varphi_г = \frac{x_к^2}{8}\, \frac{\varphi_{пк} Б}{\varphi_{ок} \varphi_{w1} \sqrt[\theta]{z_к}}\,.$$

Видим, что роль внутреннего перепада возрастает с увеличением размеров т. м. м. (a) и относительной толщины катушек ($x_к$). Интересно, что коэффициент Γ очень слабо зависит от абсолютной величины перегрева τ.

Если рассчитать по найденному выражению перепад $\tau_в$, то получим даже для больших т. м. м. весьма малую величину — всего несколько градусов. Соответственно коэффициент Γ весьма близок к единице. Это видно и из опытных данных. Сошлемся, например, на табл. 7.2. Видно, что несмотря на большую толщину катушки опытного образца ($x = 2$), величины $\tau_м$ и τ действительно отличаются не более чем на 4%, а в зоне наиболее распространенных на практике значений $0{,}3 < \nu < 2$ — и того менее. В этой зоне относительно невелик и полный перепад в катушке $\tau_м - \tau_п$ (табл. 7.2). Вспомним, что у ТТ эта величина достигала даже в пропитанных катушках 50% и более от перегрева τ. Из приведенных данных можно сделать вывод, что учет внутреннего перепада температур для т. м. м с открытым сердечником не является столь важным, как для т. м. м. с закрытым сердечником.

7.7. Тепловой режим при наличии свободного канала в окне сердечника

Рассмотрим, как влияет на тепловой режим свободный канал шириной δ, который может иметь место в окне сердечника у т. м. м. с неполным заполнением окна (гл. 12). При известных размерах канала должна проявиться его охлаждающая роль. В этом отношении можно провести аналогию с мощными трансформаторами, где каналы широко применяются для охлаждения катушек и сердечника. Однако имеется и значительное отличие от этого случая.

В мощных трансформаторах катушки обычно имеют цилиндрическую форму и канал в виде цилиндрической полости вводится между первичной и вторичной обмотками одной катушки (рис. 7.9). Этот цилиндрический канал является весьма протяженным по высоте из-за больших размеров катушек. Здесь в основном имеет место охлаждение конвекцией. Для таких условий при воздушном охлаждении мощных трансформаторов принято считать полностью эффективным с точки зрения конвективного охлаждения канал шириной около 15—20 *мм* и более [66,

177 и др.]. При меньшей ширине уменьшение эффективности оценивается коэффициентом, меньшим единицы. Вводить канал между катушками *А* и *Б* двух разных стержней по оси 0—0 не имеет смысла, так как ввиду цилиндрической формы и без этого вся наружная поверхность внешних катушек полностью участвует в охлаждении.

У т. м. м. ввиду прямоугольной формы катушек введение канала по оси 0—0 (рис. 7.10) открывает у катушек *А* и *Б* дополнительные поверхности $\Delta П_к$, показанные на рисунке пунктиром. Эти поверхности несколько облегчат

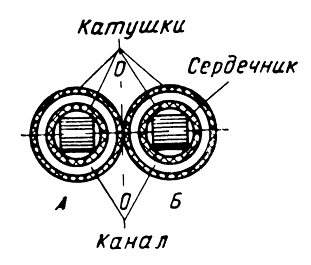


Рис. 7.9. Расположение цилиндрических катушек в окне сердечника мощного трансформатора.

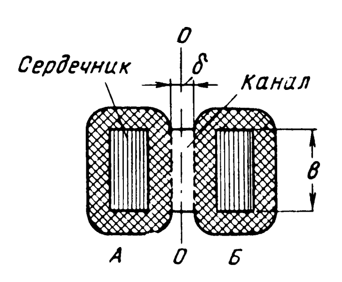


Рис. 7.10. Канал в окне сердечника т. м. м. с прямоугольными катушками.

тепловой режим т. м. м. Условия теплоотвода в подобном канале существенно отличаются от таковых у крупных трансформаторов в цилиндрическом канале. Канал иначе расположен и имеет значительно меньшую протяженность. Ввиду прямого выхода канала в окружающую среду внутренние стенки катушек будут отдавать тепло не только конвекцией, но и частично лучеиспусканием. Поэтому можно ожидать эффекта и при ширине канала, значительно меньшей, чем это вытекает из теории теплопередачи для случая протяженной стенки. Заметим также, что удаление друг от друга нагретых поверхностей, соприкасающихся в случае полного заполнения окна, облегчает отвод тепла от внутренних частей катушки, что уменьшает в ней перепад температур.

Вследствие небольшой протяженности канала некоторый эффект может обеспечить и теплоотдача лучеиспусканием от внутренних поверхностей катушек, выходящих в канал, в окружающую среду (рис. 7.11). В литературе по мощным трансформаторам подобный вопрос ставился

при оценке эффективности лучеиспускания от профилированных, ребристых стенок трансформаторного бака. Показано [66, 156, 204], что углубленные стенки (стенки своеобразных пазов) участвуют в лучеиспускании за счет наличия косых тепловых лучей, выходящих в окружающую среду через входное «отверстие» паза. Аналогичный вопрос рассмотрен в исследовании по тепловому режиму мощных сухих трансформаторов для смежных цилиндрических катушек [236]. Линии выхода тепловых лучей обозначены стрелками на рис. 7.11. В приведенной литературе показано также, что эквивалентная эффективная поверхность, участвующая в излучении, определяется наружным периметром по линии 0—0. В нашем случае эффективность участия внутренних («пунктирных») поверхностей катушек в лучеиспускании будет определяться отношением ширины канала δ к его глубине, т. е. толщине сердечника b.

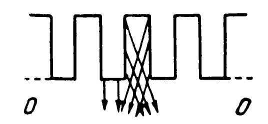


Рис. 7.11. К участию канала в процессе лучеиспускания.

Таким образом, дополнительная эффективная поверхность охлаждения катушек может быть оценена величиной

$$\Delta П_{к} = \xi П_{к\ вн}, \qquad (7.48)$$

где ξ — результирующий коэффициент эффективности, учитывающий роль как конвекции, так и лучеиспускания; $П_{к\ вн}$ — полная внутренняя поверхность катушек, выходящая в канал.

Коэффициент ξ наиболее достоверно может быть определен на основании экспериментальных данных.

Проведенные эксперименты показали, что канал в окне при определенных соотношениях, действительно, играет роль в охлаждении т. м. м. Выявление роли канала мы проводили на БТ и СТ разных размеров несколькими методами: при неизменном сердечнике и сменной катушке (толщина которой последовательно уменьшалась), при неизменной катушке и сменном сердечнике (ширина окна которого последовательно увеличивалась), при свободном и закрытом канале в окне и неизменных сердечнике и катушке. Все испытания проводились в различных условиях размещения образцов. Как и ожидалось, начиная от некоторой минимальной и кончая определенной максимальной величиной канала в окне, этот канал дополнительно участвует в отводе тепла. Указанные граничные величины δ меньше у малых

и больше у больших т. м. м., причем большую роль играет также отношение δ/b. В качестве примера приводим на рис. 7.12. опытные кривые снижения перегрева в функции относительной ширины канала δ/b.

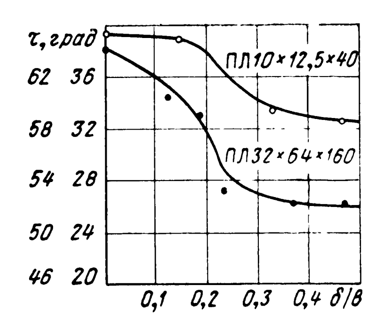


Рис. 7.12. Зависимость перегрева от размера канала в окне сердечника.

На основании полученных материалов можно построить зависимости коэффициента эффективности ξ от параметров δ и δ/b, что сделано на рис. 7.13. Эти зависимости могут быть использованы при расчете тепловых режимов т. м. м. с каналом в окне сердечника. Поверхность $\Delta П_к$, найденная по формуле (7.48), включается дополнительно в общую величину $П_к$, после чего можно пользоваться обычными формулами для расчета τ (7.43), (7.44). Наши данные хорошо

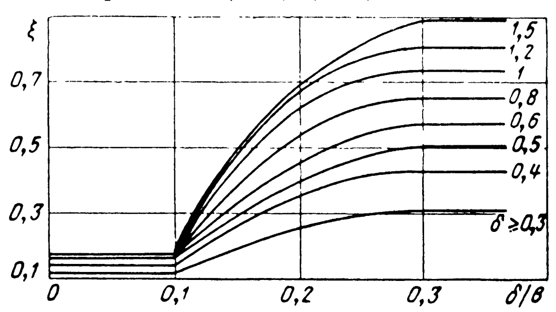


Рис. 7.13. К определению коэффициента эффективности поверхностей охлаждения, выходящих в канал.

согласуются с результатами исследований критической величины канала, опубликованными в работе [221].

7.8. *Особенности повторно-кратковременного режима работы*

Т. м. м. можно рассматривать в качестве гомогенных тел, теория нагрева которых в повторно-кратковременных режимах хорошо разработана. Необходимо лишь устано-

вить соответствующие количественные параметры, характерные для т. м. м.

Допустимые потери в повторно-кратковременном режиме при данном перегреве τ могут быть увеличены по сравнению с продолжительным режимом работы. Или, наоборот, перегрев при тех же потерях может быть снижен. Коэффициент увеличения потерь или снижения перегрева q_p зависит от соотношений $Q = t_ц/t_и$ и $t_и/T$, где $t_и$ — время работы под нагрузкой (продолжительность импульса), $t_ц$ —

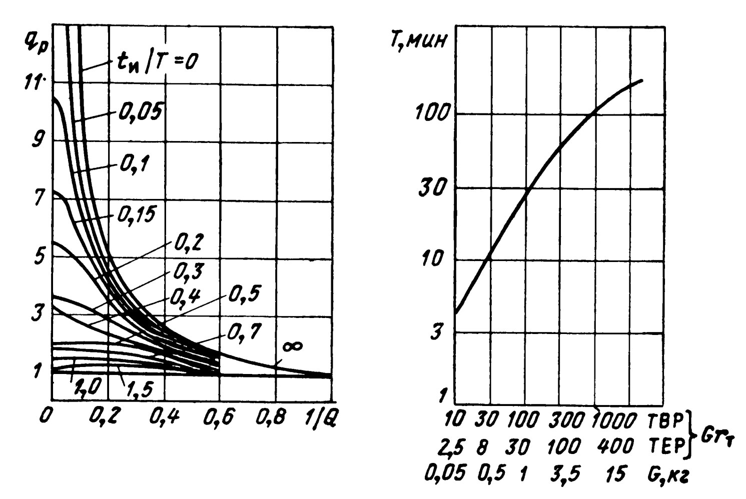


Рис. 7.14. Графики для определения тепловой постоянной т. м. м. и коэффициента допустимого увеличения потерь в повторно-кратковременном режиме.

полное время одного цикла, включающее время паузы $t_п$ ($t_ц = t_и + t_п$,), T — эквивалентная постоянная нагрева. Зависимости q_p ($t_и/T$, $t_и/t_ц$) воспроизводим на рис. 7.14 [233]. Для использования этих зависимостей приводим по нашим данным на том же рисунке значения T в функции веса G т. м. м. и обобщенного критерия Gr_T, обусловливающего объем и массу т. м. м. при различных сочетаниях мощности, перегрева и других факторов в соответствии с выражением (7.2), см. § 7.1.

При условии $t_и \ll t_п$ имеет место особый случай повторно-кратковременного режима — повторно-импульсный режим, широко распространенный в радиотехнике. В этих режимах величину Q называют обычно скважностью. При

$t_и/T \to 0$ коэффициент $q_р \to Q$. Подробнее об этом будет сказано в разд. 3 при рассмотрении специальных т. м. м.

При увеличении потерь в $q_р$ раз можно увеличить в $\sqrt{q_р}$ раз плотность тока j, а для ТЕР — в $\sqrt{q_р}$ раз и индукцию B, что следует из выражений (5.35) и (5.24). Практически, однако, не всегда удается это сделать, особенно при больших $q_р$. Увеличению j может поставить предел допустимая величина падения напряжения (§ 5.4), увеличению B — условия насыщения (§ 5.4). Как будет показано ниже, чем выше мощность т. м. м., тем полнее могут быть использованы возможности увеличения j и B. Для ТВР, если нет ограничений по падению напряжения, коэффициент увеличения j может составить от $\sqrt{q_р}$ у малых до $\sqrt{2q_р}$ у больших т. м. м., что следует из рассмотрения роли соотношения ν в этих случаях (§ 9.3). Увеличение j и B означает увеличение мощности в тех же габаритах. Поэтому иногда удобно пользоваться понятием габаритной мощности, соответствующей для данного типоразмера продолжительному режиму работы.

7.9. *Способы улучшения теплоотдачи*

Любой т. м. м., для которого играет роль тепловой режим, должен быть спроектирован и изготовлен так, чтобы даже при заложенных материалах и принципах конструирования обеспечивались наиболее благоприятные условия теплоотдачи. Для этого надо соблюдать некоторые простые меры. Дополнительного улучшения можно достичь, вводя дополнительные технологические операции. Если, однако, этого недостаточно и требуется радикально интенсифицировать процесс теплоотдачи, необходимо принимать и специальные радикальные меры, разрабатывая особые конструкции или создавая особые условия эксплуатации. Какие бы способы мы ни рассматривали, все они сводятся либо к увеличению коэффициентов теплоотдачи и теплопроводности, либо к увеличению поверхности охлаждения. Последнее всегда требует создания специальных конструкций.

Самые простые меры. Любые неплотности в катушке, особенно непропитанной, означают наличие в ней воздушных включений. Воздушные пузыри и прослойки понижают

коэффициент теплопроводности катушки, что приводит к росту внутреннего перепада $\tau_в$ и максимального перегрева $\tau_м$ на несколько градусов. Поэтому нужно стремиться к *максимальной плотности* катушек, ликвидировать условия появления воздушных подушек и пузырей.

Аналогичным образом можно рассмотреть роль *зазора между гильзой (каркасом) и сердечником и роль толщины этой гильзы*. Однако это будет безоговорочно справедливо только для ТВР, когда тепловой поток от катушки частично отводится через сердечник (второй режим по рис. 7.2). В случаях же очень больших значений ν, когда, наоборот, часть потерь сердечника отводится через катушку (первый режим по рис. 7.2), и при условии, что теплостойкость сердечника значительно выше, чем катушки, подобные зазоры могут оказать даже пользу и вкупе с гильзой составить тепловой заслон для катушки при интенсивном использовании сердечника. Как правило, однако, эти зазоры пользы не приносят и их следует сводить до минимума, предписываемого требованиями технологии.

Простой мерой следует считать возможное повышение *степени черноты* $\psi_ч$ *поверхностей т. м. м.* Это увеличивает лучистую составляющую коэффициента теплоотдачи за счет коэффициента $\psi_ч$ в выражении (7.4). Повышению степени черноты способствуют шероховатость поверхности, окраска поверхности красками и эмалями с высокой степенью черноты. Степень черноты не эквивалентна цветовому оттенку краски, эмали. Важна матовость, «шершавость» покрытия. Легко представить себе полированную поверхность, покрытую жгуче черным блестящим нитролаком, у которой степень черноты будет в несколько раз меньше, чем у шероховатой поверхности, покрытой матовой светлой краской. У картона, бумаги, ткани, покрытых эмалевыми красками, степень черноты достаточно высока, у чистой же алюминиевой фольги, например, она на порядок меньше. Правильное использование данного фактора позволяет в условиях естественной конвекции повысить суммарный коэффициент теплоотдачи на 10—15%. При искусственном внешнем обдуве роль лучеиспускания в охлаждении значительно снижается. Наоборот, в разреженной атмосфере при слабой конвекции его роль еще больше возрастает.

Простой и важной мерой является правильное закрепление т. м. м. Если обеспечить хороший *тепловой контакт сердечника с металлическим шасси*, теплоотдачу трансформа-

тора можно заметно повысить. Для этого нужно обеспечить плотное прилегание сердечника к шасси по всей его поверхности, исключить попадание между ними краски, клея, хорошо притянуть винтами сердечник к шасси. Если конструкцией т. м. м. предусмотрено закрепление сердечника на металлическом основании, те же условия надо обеспечить между ними, а затем — между основанием и шасси. В итоге при тех же потерях перегрев катушки можно заметно снизить. Или при том же перегреве заметно поднять допустимые потери в т. м. м. и его мощность. Этот эффект тем существеннее, чем меньше размеры трансформатора и больше параметр β, причем для ТЕР он заметнее, чем для ТВР. Так, у весьма малых т. м. м. повышенной частоты эффект можно оценить цифрой 30—50%, а у весьма больших т. м. м. нормальной частоты — цифрой 5—10%.

Наконец, к числу простых можно отнести фактор, находящийся непосредственно в руках проектировщика. Это — правильный выбор *режима работы* т. м. м., определяемого значением *соотношения потерь* ν. Если для ТТ это обстоятельство особо большой роли не играет, то для других типов т. м. м. оно очень существенно. Это было показано в § 7.7 и будет специально проанализировано в § 9.3, 11.6. Следует, если к этому нет препятствий, всегда добиваться естественного теплового режима работы, выбирая оптимальное значение $\nu = \nu_0$ (см. выражение (9.33) и другие материалы в § 9.3, 11.6).

Некоторые конструктивно-технологические мероприятия. *Толщина изоляции* в катушке, толщина гильз (каркасов) влияют на интенсивность теплоотдачи. Чем эти толщины больше, тем ниже эквивалентный коэффициент теплопроводности λ, тем хуже теплоотдача. Поэтому всякая излишне заложенная изоляция не только не полезна, но и вредна. Толщина слоевой изоляции, число ее слоев, толщина гильзы должны согласовываться с нормами электрической прочности и неизбежными технологическими требованиями. Сверх этого — ничего лишнего! С этих позиций, если нет препятствий, желательнее применять более тонкую высококачественную изоляцию, например пленочную слоевую вместо бумажной, тонкостенные гильзы из высокопрочного пресспорошка. При прочих равных условиях выгоднее провода с более тонкой витковой изоляцией (но с той же электропрочностью!). Например, эффективны эмальпровода по сравнению с оплетенными.

Известную роль играет *пропитка* катушек и т. м. м. в целом. Она помогает вытеснить воздух из конструкции и изоляционных материалов и тем самым в 1,5—2 раза увеличить коэффициент теплопроводности. Особенно эффективна вакуумная пропитка компаундами т. м. м. в сборе при хорошем заполнении всех пор и зазоров. Играет роль и теплопроводность самого компаунда. Эффективны компаунды эпоксидные, МБК, КП и другие. Для условий естественной конвекции снижение максимального перегрева катушки можно оценить цифрами 5—15%, что с точки зрения формального расчета эквивалентно аналогичному увеличению коэффициента α (физически растет, но гораздо больше, в 1,5—2 раза, коэффициент λ). При обдуве эффективность пропитки увеличивается, при работе т. м. м. в разреженной атмосфере — уменьшается.

Условия эксплуатации. Чтобы обеспечить нормальную конвекцию, необходимо при размещении т. м. м. в приборе, аппарате, блоке следить, чтобы со всех сторон между трансформатором и соседними элементами и деталями конструкции выдерживались *свободные расстояния* шириной 10—20 *мм* (большие цифры соответствуют большим т. м. м.). Точнее эти расстояния $\delta_{\text{н кр}}$ можно определить по формуле [2.21] $\delta_{\text{н кр}} = 0{,}7\sqrt[4]{h_{\text{к}}/\tau}$, *см*, что при обычных перегревах дает $\delta_{\text{н кр}} \approx 0{,}25\sqrt[4]{h_{\text{к}}}$, *см*.

Имеет значение и *расположение т. м. м.* Желательно, чтобы вертикальный размер был наименьшим из габаритных размеров трансформатора, так как он сказывается на величине коэффициента теплоотдачи (7.11). Если т. м. м. имеет несколько катушек (СТ, ЗТ), они не должны оказаться одна над другой, иначе верхнюю катушку будет дополнительно подогревать нижняя. Как показали расчеты и опыт, излишний нагрев верхней катушки может составить 15—30% по сравнению с нижней. Поэтому такие т. м. м. надо располагать либо «стоя», либо «плашмя», но не «боком».

Везде, где можно, надо *избегать помещения т. м. м в экраны*. В том же режиме т. м. м. в экране имеет на 50—60% больший перегрев чем при свободной установке. Подробнее о роли экрана см. в § 7.10.

Очень большой эффект дает принудительный *внешний обдув* т. м. м. потоком воздуха (например, с помощью вентилятора). Обдув увеличивает коэффициент теплоотдачи α за счет его конвективной составляющей. Однако обдув не снижает внутреннего перепада температур $\tau_{\text{в}}$ в катушке,

обусловленного коэффициентом теплопроводности λ. Поэтому, скажем, для ТТ, где роль $\tau_в$ весьма велика (§ 7.5), обдув гораздо менее эффективен, чем для трансформаторов с открытым сердечником. По той же причине обдув менее эффективен для больших т. м. м., у которых роль внутреннего перепада температур относительно выше (§ 7.5, 7.6).

Отсюда же вытекает, что эффективность обдува будет возрастать с возрастанием его интенсивности лишь до определенного предела, пока перегрев поверхности не станет

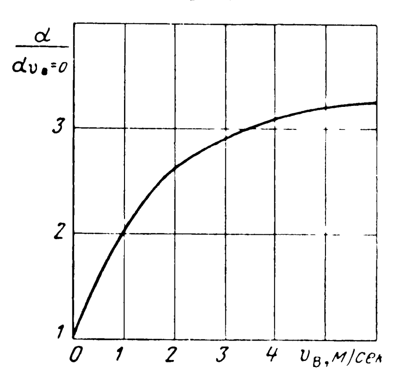


Рис. 7.15. Зависимость коэффициента α от скорости обдува $v_в$.

несущественным по сравнению с перепадом $\tau_в$. Для обычных условий и средних по величине т. м. м. таким пределом является скорость обдувающего воздуха 3—5 *м/сек*, причем основной эффект достигается уже при скорости 0,5—1,5 *м/сек*. Эффективность обдува тем выше, чем сильнее развита поверхность охлаждения т. м. м., например при наличии радиаторов (см. ниже). Обдув, естественно, не достигает цели в условиях разреженной атмосферы, где отсутствует охлаждающий агент. Зависимость $\alpha(v_в)$ приведена на рис. 7.15.

Конструкции т .м. м. с развитой поверхностью охлаждения. Развитие поверхности осуществляют путем конструирования радиаторов того или иного вида. Радиаторы могут пристраиваться либо к сердечнику, либо к катушке, либо к катушке и сердечнику одновременно.

В галетных т. м. м. роль радиаторов играют металлические *ребра охлаждения*, помещенные между галетами и вы-

ступающие наружу (рис. 2.10), что улучшает теплоотдачу от катушек на 10—15%. Это первый отечественный опыт использования радиаторов для улучшения теплового режима т. м. м.

В настоящее время исследуются обычные конструкции т. м. м., у которых специальные *радиаторы* размещаются *на катушке*, плотно прилегая к ней по всей ее длине. Существуют также предложения [100] отводить тепло из внутренних частей катушек при помощи введенных туда одной или нескольких медных шин, соединенных с другой стороны с теплоотводящим металлическим радиатором или шасси. Шина закладывается между первичной и вторичной обмотками по всей высоте катушки (рис. 2.39, *а*). Этот метод можно рассматривать применительно к достаточно большим т. м. м., причем наибольший эффект можно ожидать для ТВР. Толщина шин 0,5—1,5 *мм*, ширина 10—20 *мм*.

Снижение перегрева при введении шин может составить 20—40% [100]. Однако надо учесть дополнительный расход меди и рост веса, а также значительное усложнение конструкции, особенно при необходимости обеспечить высокую надежность т. м. м. Поэтому целесообразность подобного решения требует дополнительного анализа. Нам представляется, что вероятность положительного ответа в итоге такого анализа существует только для весьма и весьма больших т. м. м. в отдельных специальных случаях.

Известное внимание уделяется сейчас конструкциям с пристроенным *радиатором на сердечнике*, ленточном или шихтованном. Для ТТ роль такого радиатора выполняет медная шина, осуществляющая теплоотвод от сердечника сквозь катушку на шасси, как это предложил Н. М. Тищенко (см. рис. 2.39, *б*). Для БТ, СТ радиатор делают алюминиевым, обладающим малым весом и хорошей теплопроводностью. Толщина ребер 1,5—2,5 *мм*, их высота для средних т. м. м. 15—35 *мм*, число ребер — 5—10. В качестве изоляции между радиатором и сердечником желательно использовать окись бериллия. Она в тонкой пленке имеет высокие изоляционные свойства и в то же время хорошую теплопроводность. Оптимальный радиатор должен иметь соответственно подобранные соотношения числа ребер, их толщины, высоты и ширины пазов между ними. Исследования в этих направлениях еще не закончены.

По имеющимся данным подобный радиатор может дать эффект около 20—25%. Понятно, что радиатор на сердеч-

нике более действен для ТЕР и менее — для ТВР. Итоговый эффект должен, конечно, определяться с учетом дополнительного веса и объема радиатора. В этом смысле наиболее удачно размещение радиатора на плоскостях сердечника, обращенных в стороны образующих катушки, как это показано на рис. 2.40. Тогда, вписываясь в габаритные очертания катушки, радиатор практически не занимает лишнего объема.

В принципе можно *совмещать радиатор на сердечнике и медные шунты* (шины) в катушке, что соответственно суммирует эффект. Однако это еще более усложняет конструкцию.

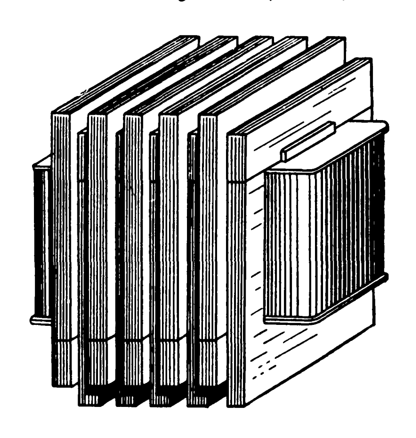


Рис. 7.16. «Ребристый» трансформатор.

Эффект радиатора у т. м. м. с шихтованным сердечником можно получить за счет *соответствующей сборки пластин* безотходной штамповки специальной формы, как это предложено автором и Л. В. Майковым. Ш-образная пластина имеет разную ширину двух продольных ярем, а также поперечного ярма (спинки) и замыкающей. Набрав в пакетики толщиной 5—10 *мм* (в зависимости от размера т. м. м.) идентично сложенные пластины, подобные элементарные пакетики собирают затем в готовый пакет крест-накрест, что дает в итоге «ребристый» сердечник, по всем торцевым поверхностям которого чередуются зубцы и впадины. Подобный трансформатор показан на рис. 7.16. Эффективность данной конструкции подчеркивается при внешнем обдуве. Здесь эффект радиатора достигнут без дополнительных элементов конструкции, а применение уширенной спинки в сочетании с одним уширенным и двумя нормальными ярмами дает даже некоторое улучшение основных показателей т. м. м., особенно при использовании текстурованной стали.

К рассматриваемой группе способов улучшения теплоотдачи можно отнести и *введение канала в окно сердечника* (§ 7.7). Эффект в снижении перегрева можно оценить вели-

чинами 10—20% при правильно выбранном канале (рис. 7.13). Хотя этот эффект и невелик, он достигнут простыми средствами. Но главное в том, что кроме этого эффекта т. м. м. с варьируемым каналом в окне обеспечивают получение ряда других важных преимуществ (гл. 12). Для средних и больших ЗТ введение канала настоятельно необходимо, так как позволяет выровнять перегревы всех катушек благодаря значительному снижению перегрева средней катушки.

Специальные конструкции. Радикальное улучшение теплового режима дают принципиально иные по сравнению с обычными конструкции т. м. м. Все они, однако, целесообразны только при относительно больших размерах т. м. м., так как требуют целого ряда дополнительных конструктивных узлов или вспомогательного оборудования.

Так, возможно применение трубчатых радиаторов, через полости которых пропускают *охлаждающую воду*. Возможны конструкции *газонаполненных трансформаторов* (рис. 2.42) с заполнением элегазом (шестифтористая сера). Элегаз обладает высокой электрической прочностью и одновременно обеспечивает эффективный отбор тепла, что делает такие конструкции интересными для больших высоковольтных т. м. м.

Многократную интенсификацию теплоотдачи обеспечивает *испарительное охлаждение*. В этом случае, как и предыдущем, конструкция т. м. м. должна быть полностью герметичной. В корпус трансформатора заливается специальная диэлектрическая жидкость, имеющая заданную температуру кипения в соответствии с допустимой рабочей температурой изоляционных материалов. При достижении этой температуры трансформатором и вместе с ним жидкостью последняя начинает испаряться, интенсивно отбирая тепло от катушек и сердечника (высокая теплота парообразования). Пары жидкости поднимаются в бачок, охлаждаемый проточной водой, где конденсируются и выпадают вновь в виде жидкости в корпус трансформатора. Тем самым осуществляется замкнутый рабочий цикл. В качестве испаряемых жидкостей находят применение фтороорганические соединения с различными температурами испарения. Они обладают рядом ценных свойств, химически инертны, от нагревания не загораются и не взрываются (опасен только открытый огонь, искры). К сожалению, пары этих жидкостей далеко не безвредны, по-

этому требуется надежная герметизация конструкций и особая осторожность в работе с ними. Так, среди относящихся к этим жидкостям фреонов оказались модификации, пары которых смертельны для человека даже в небольших дозах, вследствие чего имел место тяжелый несчастный случай. Это необходимо помнить при работе со фтороорганическими диэлектриками.

В последнее время привлек к себе внимание способ охлаждения т. м. м. при помощи *термоэлектрических батарей*. Термобатарею, состоящую из нескольких десятков

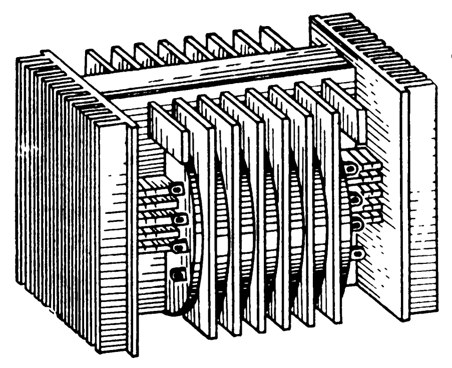


Рис. **7**.17. Т. м. м. с радиаторами и термобатареей.

термоэлементов, располагают на сердечнике или катушке. Холодные спаи батареи контактируют с обычным радиатором, как описано выше. Горячие спаи соединяют с медной шиной, заложенной внутри катушки. Т. м. м. с подобной термобатареей изображен на рис. 7.17. Работа термобатареи сопровождается эффективным отбором тепла от нагретого тела и передачей его через радиатор в окружающую среду. Для нормальной работы батарею надо питать постоянным током низкого напряжения (несколько вольт) с малыми пульсациями. Сила тока — от единиц до десятков ампер. Снижение перегрева при той же мощности т. м. м. возможно в 1,5—2,5 раза. Однако дополнительный вес и размеры батареи и радиатора пока «съедают» этот выигрыш, не говоря уже о необходимости специального источника питания и об усложнении конструкции. Поэтому для практики данный способ рекомендовать преждевременно, а его перспективность далеко не очевидна.

7.10. Инженерный расчет теплового режима

При проведении исследований или строгих расчетов необходимо пользоваться выводами, полученными в § 7.4—7.7. Однако в повседневной инженерной практике зачастую нас удовлетворяют не столь строгие решения и достаточны инженерные приближения, обеспечивающие требуемую для практики точность. Ниже приводим подобный инженерный расчет и некоторые практические рекомендации. При этом имеем в виду обычные конструкции сухих т. м. м., специальные конструкции, представляющие узкий специальный интерес, не рассматриваем. Несмотря на различие процессов в трансформаторах с закрытым и открытым сердечником, основные расчетные формулы удалось получить едиными, хотя коэффициент α в них имеет несколько различную физическую трактовку в соответствии с изложенным в § 7.5 и 7.6.

Основные формулы. Основными формулами для расчета перегрева на основании данных § 7.5, 7.6, 7.8 и зависимостей (7.19), (7.15), (7.44) будут

$$\tau_м = \tau Г, \quad \tau = \frac{1}{q_p} \frac{p_c + p_к}{\alpha Б П_к}. \tag{7.49}$$

При повторно-кратковременном режиме работы q_p берем по данным § 7.8 и рис. 7.14. При продолжительном режиме работы $q_p = 1$ и

$$\tau_м = \tau Г, \quad \tau = \frac{p_c + p_к}{\alpha Б П_к}. \tag{7.50}$$

Здесь и в выражении (7.49)

$$Б = 1 + m_1 \beta \sqrt{\frac{\nu + 0,6}{1 + 0,2\beta\nu}}. \tag{7.51}$$

Формула (7.51) написана на основе выражения (7.45) при подстановке типовых значений m_0 и m_2 по (7.42). Подчеркнем, что выражение для τ (7.50) пригодно для т. м. м. как с открытым, так и закрытым сердечником. Во втором случае $\beta = 0$, $Б = 1$, и мы автоматически приходим к прежней формуле (7.15). Значения ν, β, $П_к$ в зависимостях (7.49) — (7.51) берем соответственно по (5.20) и (5.51). Что же касается величин $p_к$, p_c, α, $Г$ и m_1, рассмотрим их ниже отдельно.

При подсчете $П_к$ поверхность торцов катушек берем с коэффициентом 0,7 (§ 7.6), для т. м. м. с неполным заполнением окна (при наличии канала в окне) учитываем дополнительную поверхность охлаждения по выражению (7.48). Практически при ширине канала, близкой к оптимальной (6—12 *мм* в зависимости от размеров и геометрии т. м. м.), коэффициент $\xi \approx 0{,}8$ (точнее см. § 7.7, рис. 7.13). Если рассчитывают конструкцию с радиаторами, их эффективную поверхность, определяемую отдельно, включают соответственно в поверхности $П_к$ или $П_с$ (при подсчете β).

Потери $p_с$, $p_к$ и коэффициент α. Потери $p_с$ и $p_к$ в уравнениях (7.49) — (7.51) берем в соответствии с данными (5.21) —(5.40). В потери $p_к$ для высоковольтных т. м. м. повышенной частоты следует включать потери в изоляции (5.41). Строго говоря, потери $p_с$ и $p_к$ надо рассчитывать при реальной рабочей температуре т. м. м., ибо известно, что с ростом температуры потери $p_к$ увеличиваются (из-за роста ρ), а $p_с$ уменьшаются (из-за уменьшения вихревых токов).

При реальной рабочей температуре надо брать и коэффициент α, возрастающий с ростом температуры согласно зависимостям (7.11), (7.12). Если принять τ_0 и h_0 типовыми (7.8) и учесть, что для коэффициента α в нашей трактовке (§ 7.4—7.6) практически точнее принять $\theta = 6$ (при $\sigma_2 = 4$), получим

$$\alpha = \alpha_0 \sqrt[4]{\tau/50}\,\sqrt[6]{5/h_к} \qquad (7.52)$$

($h_к$ выражено в сантиметрах).

Здесь коэффициент $m_т$ (7.11) уже включен в состав α_0. Вследствие этого, а также изложенной в § 7.4—7.6 трактовки коэффициента α, значения α_0 для различных типов т. м. м. различны. Они приведены в табл. 7.3 для условий свободной конвекции воздуха вокруг т. м. м.. Если этого нет, значения α снижаются согласно примечанию к таблице. Типовые значения α при $\tau = 50$ *град* можно рассчитать в зависимости от размера $h \approx h_к$. Это сделано для всех унифицированных рядов сердечников (см. табл. П14.1—П14.10, в которые занесены величины $\alpha = \alpha_{0h}$ при $\tau = 50$ *град*). Кроме зависимости α от τ при точных расчетах учитывают и влияние температуры $t_с$ (7.6), с чем приходится, однако, сталкиваться реже.

Теперь сделаем важное практическое замечание, которым можно руководствоваться в обычной инженерной прак-

Таблица 7.3

Значения коэффициентов для расчета перегрева

Тип т. м. м.	Катушки хорошо пропитаны			Катушки не пропитаны			m_1 при хорошем контакте сердечника с шасси
	α_0, *вт*/*см²·град*	λ, *вт*/*см·град*	Γ	α_0, *вт*/*см²·град*	λ, *вт*/*см·град*	Γ	
Малые БТ	$1{,}05 \cdot 10^{-3}$	$2 \cdot 10^{-3}$	1,04	$0{,}9 \cdot 10^{-3}$	$1 \cdot 10^{-3}$	1,08	1,6
Остальные БТ и 1СТ	$1{,}05 \cdot 10^{-3}$	$2 \cdot 10^{-3}$	1,05	$0{,}9 \cdot 10^{-3}$	$1 \cdot 10^{-3}$	1,10	1,3
СТ, 3Т	$1{,}2 \cdot 10^{-3}$	$2 \cdot 10^{-3}$	1,03	$1 \cdot 10^{-3}$	$1 \cdot 10^{-3}$	1,06	1,3
ТТ	$1{,}4 \cdot 10^{-3}$	$2 \cdot 10^{-3}$	По (7.54)	$1{,}4 \cdot 10^{-3}$	$1 \cdot 10^{-3}$	По (7.54)	1,3

Примечания: 1. Значения α_0, λ, Γ даны для т. м. м. сухой открытой конструкции. Для т. м. м., залитых термореактивными компаундами, значения α_0 ниже примерно на 10%, значения λ составляют ориентировочно $(0{,}3—0{,}6) \cdot 10^{-3}$ *вт/см·град* в зависимости от толщины изоляции, значения Γ составляют 1,2—1,3.

2. При отсутствии теплового контакта с теплоотводящим шасси для всех типов т. м. м. $m_1 = 1$.

3. В разреженной атмосфере (условия высотности) значения коэффициента α_0 падают согласно ориентировочной зависимости $\alpha_0 \doteq 1 + \sqrt{D/760}$, где D — давление, *мм* рт. ст.

4. При проведении расчетов следует учитывать практические сведения из § 7.9.

5. Если соседние узлы конструкции затрудняют конвекцию воздуха вокруг т. м. м., значения α_0 снижаются по примерной зависимости $\alpha_0 \doteqdot \delta_н/\delta_{н\,кр}$, где $\delta_н$ — ширина каналов вокруг трансформатора, $\delta_{н\,кр}$ — ее критическое значение. При этом [221] $\delta_{н\,кр} = 0{,}7 \sqrt[4]{h_к/\tau}$ *см* и при обычных перегревах $\tau = 30 \div 50$ *град* $\delta_{н\,кр} \approx 0{,}25 \sqrt[4]{h_к}$ *см*.

6. При обдуве значения α_0 растут (см. § 7.9, рис. 7.15).

тике. Как говорилось, с ростом температуры (по причине роста t_c, τ или обеих величин совместно) меняются потери и величина α. Практически суммарные потери $(p_c + p_к)$ растут, так как рост $p_к$ превалирует над снижением p_c.

Можно показать, что в большинстве практических случаев рост потерь $(p_c + p_к)$ и рост коэффициента α с возрастанием температуры происходят примерно в равной степени. Поэтому величины τ, подсчитанные по формулам (7.49), (7.50) при реальных $(p_c + p_к)$ и α или при значениях $(p_c + p_к)$ и α, фиксированных при некоторой постоянной температуре, практически одинаковы. Поэтому в не очень точных расчетах можно потери и величину α брать для типовых условий (7.6) независимо от реальных температурных условий работы. Тогда вместо зависимости (7.52) можно брать более простую:

$$\alpha = \alpha_0 \sqrt[6]{\frac{5}{h_к}} \approx \sqrt[6]{\frac{5}{h}} \tag{7.53}$$

(h выражается в сантиметрах).

В исследованиях и точных расчетах следует использовать точные зависимости.

Коэффициенты m_1 и Γ. В отсутствие контакта сердечника с теплоотводящим шасси фигурирующий в формуле (7.51) коэффициент $m_1 = 1$ (7.42). Это наиболее распространенный случай расчета, поскольку часто заведомо неизвестно, будет ли т. м. м. установлен на металлическом шасси и будет ли при этом обеспечен надлежащий тепловой контакт между ними (§ 7.9). Кроме того, отказываясь от учета благоприятной роли теплоотвода на шасси, мы вводим некоторый запас в тепловой расчет, что во многих случаях целесообразно. Если тем не менее при расчете желательно учесть влияние шасси, коэффициент m_1 следует брать больше 1. Его значения в этих случаях приводим по нашим данным в табл. 7.3.

Коэффициент перепада Γ в формулах (7.49), (7.50) различен для трансформаторов с закрытым сердечником (ТЗС) и открытым (ТОС). Если пренебречь вторичными факторами и произвести ряд замен и упрощений в выражениях для ТТ (7.30) — (7.32), то, опуская промежуточные операции, получим достаточно точную для практики и простую формулу

$$\Gamma = 1 + \frac{\alpha}{\lambda} c_к \frac{\nu + 0{,}5}{\nu + 1} \tag{7.54}$$

или, через изображения,

$$Г = 1 + \frac{\alpha}{\lambda} \frac{\nu + 0,5}{\nu + 1} x_к a. \qquad (7.55)$$

Аналогично для ТОС на основании выражения (7.47) предложим приблизительную формулу

$$Г = 1 + \frac{1}{16} \frac{\alpha}{\lambda} c_к \frac{\nu^2 - \nu + 1}{\nu^2 + 1}, \qquad (7.56)$$

или, через изображения,

$$Г = 1 + \frac{1}{16} \frac{\alpha}{\lambda} \frac{\nu^2 - \nu + 1}{\nu^2 + 1} x_к a. \qquad (7.57)$$

В формулах (7.54) — (7.57) a — базисный размер, *см*; $c_к$ — средняя толщина одной катушки в окне, *см*; $x_к$ — ее изображение по данным § 5.3, табл. 5.4. При полностью занятом катушками окне величина $c_к$ определяется через ширину окна c (рис. 5.6) следующим образом:

БТ, 1СТ	СТ, ТТ, 3Т	
$c_к = c$	$c_к = c/2$	(7.58)

При неполном заполнении окна величина $c_к$ соответственно уменьшается.

Эквивалентный коэффициент теплопроводности λ (7.54) — (7.57) берем в соответствии с данными § 7.4 (7.13). Его типовые значения занесены в табл. 7.3. Поскольку для ТОС коэффициент перепада $Г$ близок к 1 (§ 7.6), можно пользоваться его ориентировочными значениями, не прибегая к расчету по формулам (7.56), (7.57). Эти значения также приводим в табл. 7.3.

Тепловой режим при наличии экранов. Экраны ухудшают тепловой режим т. м. м. В этом случае перегрев катушки $\tau_{к\,э}$ определим как сумму

$$\tau_{к\,э} = \tau_э + \tau, \qquad (7.59)$$

где $\tau_э$ — перегрев экрана над окружающей средой; τ — перегрев катушки над экраном.

Очевидно,

$$\tau_э = (p_с + p_к)/\alpha_э П_э, \qquad (7.60)$$

где $\alpha_э$ — коэффициент теплоотдачи экрана, *вт/см²·град*; $П_э$ — его суммарная поверхность охлаждения, *см²*.

Строго говоря, значения $\alpha_э$ для разных сторон экрана различны. Так, его конвективная составляющая для гори-

зонтальной поверхности, обращенной вверх, ориентировочно в $k_э$ раз больше, а для обращенной вниз в $k_э$ раз меньше, чем для вертикально ориентированных поверхностей, причем $k_э = 1{,}3 \div 1{,}4$. Учитывая очевидное усреднение, для инженерных расчетов можно пользоваться единым коэффициентом теплоотдачи $\alpha_э = \alpha$, где α определяется выражением (7.6) при условии $m'_т = 1$. Для коэффициента α справедливо все сказанное в § 7.4, зависимости (7.52), (7.53) и примечание 3 к табл. 7.3. При типовых условиях $\alpha_э = \alpha_{э0}$, $\alpha_{э0} = 1{,}45 \cdot 10^{-3}$ *вт/см²·град*, причем лучистая и конвективная составляющие примерно одинаковы.

Перегрев τ определяем по прежней формуле (7.15), но коэффициент α берем обязательно с учетом примечания 5 к табл. 7.3, поскольку не всегда зазор между трансформатором и стенками экрана $\delta_н$ достигает критической величины $\delta_{н\ кр}$.

РАЗДЕЛ ВТОРОЙ

СИЛОВЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ, ТЕОРИЯ И РАСЧЕТ

Глава 8

БАЗИСНЫЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СООТНОШЕНИЯ

8.1. Основные уравнения мощности

Основное уравнение мощности связывает мощность с важнейшими параметрами трансформатора — геометрическими размерами и электромагнитными нагрузками. Оно выводится для приведенного трансформатора и, являясь исходным для расчетов и теоретических исследований, играет поэтому важную роль. При выводе и анализе уравнения для многообмоточных т. м. м. под величиной j_2 следует понимать среднюю плотность тока вторичных обмоток. Тем самым рассмотрение сводится к случаю двухобмоточного т. м. м. (необходимые уточнения сделаны по ходу изложения).

Уравнение электромагнитной мощности *P*. Наиболее простым и широко известным является уравнение электромагнитной мощности P, получаемое при следующих упрощениях: намагничивающий ток i_0 не учитывают, плотности тока обеих обмоток считают одинаковыми, окно делится между обмотками пополам. Тогда $I_1 = I$ по выражению (5.3), $j_1 = j_2 = j$, $s_1 = s_2 = s_{\text{ок}}/2$.

Подставляя в формулу (5.15) E, найденное по (5.17) и I — по (5.19), получаем (для одной фазы)

$$P = 4{,}44 f w q k_{\text{c}} s_{\text{c}} j B \cdot 10^{-4},\ \textit{ва}.$$

Но $10^{-2} w q = k_{\text{ок}} s_1 = k_{\text{ок}} s_2 = k_{\text{ок}} s_{\text{ок}}/2$, где коэффициент заполнения окна $k_{\text{ок}}$ определяется по (5.53); q выражено в *мм*², а $s_{\text{ок}}$ — в *см*². Поэтому

$$P = 2{,}22 f k_{\text{c}} k_{\text{ок}} s_{\text{c}} s_{\text{ок}} j B \cdot 10^{-2},\ \textit{ва}, \qquad (8.1)$$

Здесь s_{c}, $s_{\text{ок}}$ выражены в *см*²; j — в *а/мм*², B — в *тл*.

Это выражение уточним, отразив роль намагничивающего тока [26]:

$$P = \frac{4,44}{n} f k_c k_{ок} s_c s_{ок} j B \cdot 10^{-2}, \qquad (8.2)$$

где $n = 1 + \sqrt{1 + i_0^2}$ — коэффициент распределения окна между обмотками.

Однако (8.2) также получено при условии равенства плотностей тока обмоток, т. е. при $\varepsilon = 1$ (см. (5.66)). В § 5.3 уже указывалось, что условие $\varepsilon = 1$ не является оптимальным (см. также § 8.4). Если же принять $\varepsilon \neq 1$, то уравнения (8.1), (8.2) теряют силу, поскольку при этом окно сердечника $s_{ок}$ распределяется между первичной и вторичной обмотками не пополам и не в отношении n, а по выражениям (5.68) — (5.70) в зависимости от величины ε. Если учесть также раздельно коэффициенты заполнения окна по первичной и вторичной обмоткам, $k_{ок1}$ и $k_{ок2}$, то получаем наиболее общее уравнение электромагнитной мощности

$$P = 4,44 f k_c k_{ок2}\, s_c s_2 j_2 B \cdot 10^{-2},\ ва, \qquad (8.3)$$

причем

$$j_2 = I/q_2, \quad I = j_2 q_2, \qquad (8.4)$$

где j_2 — плотность тока вторичной обмотки; s_2 — площадь окна, занятая только ею (на фазу); $k_{ок2}$ — коэффициент заполнения площади s_2 проводниковым материалом вторичной обмотки; I — приведенный вторичный ток, определяемый по (5.3).

Выражение (8.1) легко получить из (8.3), приняв $j_2 = j_1 = j$, $k_{ок\,1} = k_{ок\,2} = k_{ок}$, $i_0 = 0$, ибо при этих условиях $s_2 = {}^1/_2 s_{ок}$.

В общем же случае берем s_2 по выражению (5.68) и находим наиболее строгое уравнение электромагнитной мощности:

$$P = 4,44 f k_c k_{ок2}\, s_c \frac{s_{ок}}{1 + k_{21} \varepsilon i_1} j_2 B \cdot 10^{-2},\ ва, \qquad (8.5)$$

где относительный первичный ток i_1 определяется по выражениям (5.10) — (5.14).

Для обычных условий (5.69) получаем

$$P = 4,44 k_c k_{ок} s_c s_{ок} \frac{1}{1 + \varepsilon i_1} j_2 B \cdot 10^{-2},\ ва. \qquad (8.6)$$

Здесь величина $k_{ок}$ либо известна, либо в общем анализе берется по выражению (5.55).

Уравнение вторичной мощности P_2. От уравнения электромагнитной мощности, следуя обычной эквивалентной схеме (рис. 5.2), легко перейти к основным уравнениям вторичной мощности трансформатора P_2 (5.4):

$$P_2 = \sqrt{(P\cos\varphi' - p_{к2})^2 + (P\sin\varphi' - p_{s2})^2},$$

где P определяется соответственно по (8.1), (8.2) или (8.5), (8.6); φ' — угол между векторами э. д. с. и тока I; $p_{к2}$ и p_{s2} — потери активной и реактивной мощности во вторичной обмотке (на фазу).

Здесь, как и далее, э. д. с., напряжения и токи приняты синусоидальными функциями времени. При активной нагрузке, весьма характерной для т. м. м., получаем, пренебрегая потерями на реактивности рассеяния ввиду их ничтожной роли у т. м. м. (см. ниже и § 5.3),

$$P_2 = P - p_{к2} = 4{,}44 f k_с k_{ок} s_с \frac{s_{ок}}{1+\varepsilon i_1} j_2 B\cdot 10^{-2} - p_{к2}. \quad (8.7)$$

Это наиболее общее для обычных условий работы т. м. м. основное уравнение вторичной мощности.

Общие замечания. Основные уравнения мощности можно представить и в ином виде, обратившись к параметрам геометрии (5.58) и изображениям (5.62):

вместо (8.1) получаем

$$P = 2{,}22 f k_с k_{ок} j B \varphi_s \varphi_{ок} a^4 \cdot 10^{-2}, \quad (8.8)$$

вместо (8.6) —

$$P = 4{,}44 k_с k_{ок} j_2 B \frac{\varphi_s \varphi_{ок}}{1+\varepsilon i_1} a^4 \cdot 10^{-2}, \quad (8.9)$$

где φ_s, $\varphi_{ок}$ берется из табл. 5.2 и 5.4, a находится по рис. 5.6.

Эти значения P можно подставить и в формулу (8.7) для P_2. Заметим, что при несинусоидальном напряжении питания с коэффициентом формы $k_ф$ согласно выражению (5.16) в уравнениях (8.1) — (8.9) место коэффициента 4,44 (или 2,22) займет величина $4k_ф$ (или $2k_ф$).

Выражения (8.6), (8.7), (8.9) положены в основу теоретического анализа т. м. м. Для уточнения отдельных обстоятельств будем прибегать также к выражению (8.5), а при выявлении некоторых принципиальных положений и качественной картины — к выражениям (8.1) и (8.8).

Из последнего видно, например, что при постоянных $k_с$, $k_{ок}$, j и B мощность пропорциональна частоте f и произведению сечений сердечника и окна $s_с s_{ок}$. На самом деле величины j и B, а в известной мере и $k_{ок}$ не постоянны и зависимость мощности от них гораздо сложнее. Однако качественная картина остается прежней. Уже отсюда видна положительная роль повышения рабочей частоты т. м. м.: при тех же размерах $s_с$, $s_{ок}$ его мощность можно существенно увеличить. Иначе говоря, при той же мощности т. м. м. повышенной частоты намного меньше по размерам, чем т. м. м. нормальной частоты (подробнее см. § 11.10). В этом основная причина все большего распространения т. м. м. повышенной частоты, особенно в авиации, ракетной технике, на флоте и т. д.

8.2. Намагничивающий ток

Величины намагничивающего тока и его активной и реактивной составляющих, как абсолютные I_0, I_{0a}, I_{0r}, так и относительные i_0, i_{0a}, i_{0r}, уже введены в § 5.2 и для них приведены исходные выражения (5.5) — (5.14). Здесь проанализируем эти величины подробно и получим необходимые выводы для последующего изложения.

Дело в том, что у мощных трансформаторов ток i_0 не превышает 2—10% от номинального тока и не играет большой роли в анализе и расчетах. Зачастую им можно вовсе пренебречь. У т. м. м. картина иная. Ток i_0 может достигать больших величин, порой сравнимых с рабочим током ($i_0 \approx 1$) и требует особого учета и потому изучения.

Реактивная составляющая. Рассмотрим ток i_{0r}. Заменяя I_{0r} в формуле (5.10) величиной $(H_э l_с)/w$ по выражению (5.8), I — величиной $j_2 q_2$ по (8.4) и используя формулу (5.67), находим

$$i_{0r} = \frac{H_э l_с}{w j_2 q_2} = \frac{H_э l_с}{k_{ок} s_2 j_2} \cdot 10^{-2}. \qquad (8.10)$$

Аппроксимируем кривую намагничивания сердечника т. м. м. (Под кривой намагничивания мы имеем в виду так называемую кривую магнитности — зависимость аплитудного значения магнитной индукции от действующего значения напряженности поля.) Известно много методов аппроксимации кривых намагничивания магнитномягких мате-

риалов, в том числе при помощи гиперболических функций. Л. Р. Нейманом для определенных зон напряженности поля предложена параболическая аппроксимация, пригодная для самых различных материалов.

Нам необходимо аппроксимировать кривую намагничивания для сердечника в целом, учитывая при этом, что, если в сердечнике есть зазор, его вредное влияние усиливается при уменьшении размеров сердечника из-за большей относительной роли зазора (§ 4.4). Представим аппроксимирующее выражение в следующем виде, моделирующем кривую намагничивания для самых разнообразных условий:

$$H_э = \psi_f \psi_з \frac{k_\mu}{1-2\psi} \frac{(\gamma B)^{\sigma-3\psi}}{l_c^\psi}, \tag{8.11}$$

где ψ_f, $\psi_з$, ψ, k_μ, γ, σ — постоянные для данных условий величины.

Выражение (8.11) позволяет достаточно хорошо отобразить кривую намагничивания и имеет при этом общий характер. Коэффициент ψ_f в нем отражает влияние частоты намагничивающего тока, коэффициенты ψ и $\psi_з$ — влияние вида сердечника, γ, k_μ — вида магнитного материала. Для замкнутых сердечников (например, ТТ) $\psi = 0$, $\psi_з = 1$, для разъемных сердечников $\psi > 0$, $\psi_з > 1$. Исключая зону высоких частот, для применяемых в т. м. м. электротехнических сталей в реальном диапазоне индукций можно принять $\gamma = 1$, $\psi = 1/3$, $\sigma = 4$, при частоте 50 *гц* $\psi_f = 1$, при 400 *гц* $\psi_f = 1{,}05$. Величина k_μ зависит от конкретного сорта материала. Для принятых за типовые ленточных сердечников из холоднокатаной стали централизованного производства наши исследования привели к следующим характеристикам:

— для всех ленточных сердечников $\gamma = 1$, $\sigma = 4$, $k_\mu = 0{,}57$;

— для замкнутых сердечников $\psi = 0$, $\psi_з = 1$, для разъемных $\psi = 1/3$, $\psi_з = 3$.

Используя зависимости (8.10), (8.11) и переходя к изображениям (5.62), получаем

$$i_{0r} = \psi_f \psi_з \frac{k_\mu}{1-2\psi} \gamma^{(\sigma-3\psi)} \frac{10^{-2}}{k_{ок}} \frac{B^{\sigma-3\psi}}{j_2} \frac{\varphi_l^{1-\psi}}{\varphi_{ок}} \frac{1+\varepsilon i_1}{a^{1+\psi}}. \tag{8.12}$$

Интересно заметить, что поскольку коэффициенты $\psi_з$ и ψ_f мало меняются с частотой, то при данных индукции,

плотности тока и размерах трансформатора (не мощности!) ток i_{0r} не зависит от частоты питания.

Активная составляющая. Для получения этой составляющей i_{0a} в формулу (5.10) подставляем p_c, определяемое по (5.25), P — по (8.6). Замечая, что $V_c/s_c = l_c$, и переходя к изображениям (5.62), находим

$$i_{0a} = \frac{\gamma_c}{44fk_{ок}} \frac{p_1 B}{j_2} \frac{\varphi_l}{\varphi_{ок}} \frac{1+\varepsilon i_1}{a}, \quad (8.13)$$

где γ_c — удельный вес тела сердечника.

Анализ результатов. Из выражений (8.12), (8.13) и (5.11) следует, что при данной геометрии т. м. м. и определенном качестве сердечника токи i_{0r}, i_{0a} и i_0 растут с уменьшением базисного размера a, т. е. размеров т. м. м. Следовательно, при некоторых малых a они могут достигнуть весьма больших величин, совершенно не свойственных мощным т. м. м. Построим по этим выражениям для случаев нормальной и повышенной частоты обе составляющие намагничивающего тока в функции размера a, охватив диапазон изменений этого размера, предельно возможный для т. м. м. в обычных условиях. Необходимые конкретные данные возьмем для СТ с характерной геометрией (5.58): $x = 1$, $y = 1$, $z = 3$, изображения φ_l, $\varphi_{ок}$ — по табл. 5.4. Параметр εi_1 примем равным 1 (в данном случае эта величина непринципиальна, как и выбор типа т. м. м.).

Поскольку мы выясняем принципиальные зависимости, а не ищем точный количественный результат, B и j_2 достаточно положить постоянными, что не изменит общей картины. Однако для получения более полных результатов учтем, хотя бы приближенно, тенденции изменения B и j_2 при изменении размеров т. м. м. Такие тенденции у т. м. м. выражены очень сильно. Подробно этот вопрос рассмотрен в § 11.7. По данным этого параграфа для оговоренных условий при постоянном (нормальном) перегреве можно в первом приближении принять:

при частоте 400 *гц*

$$B \approx \frac{1,4}{\sqrt{a}}, \ \textit{тл}; \quad j_2 \approx \frac{2,8}{\sqrt{a}}, \ \textit{а/мм}^2;$$

при частоте 50 *гц*

$$B \approx 1,6, \ \textit{тл}; \quad j_2 \approx \frac{4}{\sqrt{a}}, \ \textit{а/мм}^2.$$

Типовые значения p_1 берем по данным (5.22), (5.23). Интересующее нас построение сделано на рис. 8.1. Оно позволяет сделать следующие выводы. В наиболее характерной для т. м. м. зоне размеров ($a < 4 \div 5$ *см*)

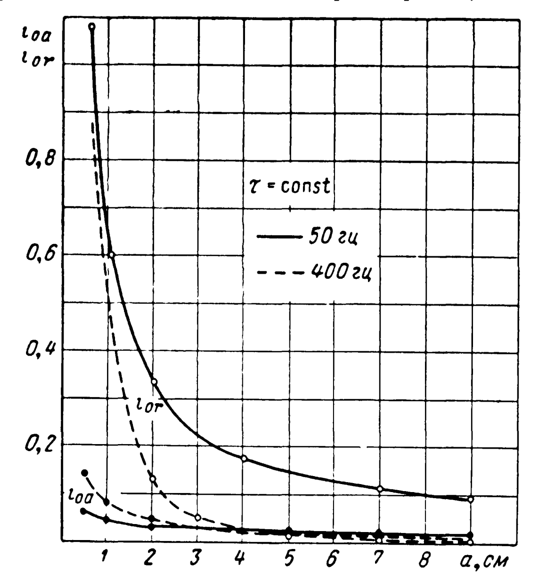


Рис. 8.1. Зависимость составляющих намагничивающего тока от размеров т. м. м.

намагничивающий ток достигает очень больших значений, даже превосходя нагрузочный ток при очень малых a ($i_{0r} > 1$).

Если исключить трансформаторы самых маленьких размеров, ток i_{0r} при повышенной частоте оказывается значительно ниже, чем при нормальной, и эта разница тем больше, чем больше размеры т. м. м. Это объясняется отмеченным в § 8.1 увеличением мощности трансформатора с повышением частоты при данных размерах и убыванием индукции с ростом размеров из-за условий нагрева по (5.76).

В уменьшении намагничивающего тока заключается еще одно преимущество т. м. м. повышенной частоты. Поскольку у трансформаторов повышенной частоты, с одной стороны, большую роль играют потери в сердечнике, с другой стороны, при равной мощности уменьшается намагничивающий ток, то критическая мощность P_B, при которой при-

ходится переходить к выбору индукции, исходя из величины намагничивающего тока, сдвигается существенно в сторону меньших мощностей, что и учтено при рассмотрении критериев проектирования в § 5.4 (рис. 5.12). Однако при малых размерах ток i_{0r} и у т. м. м. повышенной частоты достигает очень больших величин. Изложенное составляет одну из специфических особенностей т. м. м.

Интересно ведет себя ток i_{0a}. Он также убывает с ростом размеров, но менее заметно, чем ток i_{0r}. Поэтому с увеличением размеров т. м. м. отношение i_{0a}/i_{0r} возрастает. В основной зоне размеров (малые a) ток i_{0a} значительно меньше, чем ток i_{0r}, а при частоте 400 *гц* он больше, чем для т. м. м. нормальной частоты. Последнее можно объяснить большими удельными потерями в сердечнике. Однако с увеличением размеров оба эти соотношения принципиально меняются: у т . м. м. повышенной частоты ток i_{0a} становится меньше, чем при нормальной частоте, но больше, чем составляющая i_{0r}, что для мощных трансформаторов было бы аномальным. Оба эти обстоятельства связаны со значительным снижением индукции при росте размеров у т. м. м. повышенной частоты, если дополнительно учесть, что степенной показатель у величины B в выражении для тока i_{0r} больше, чем в выражении для тока i_{0a} ($\sigma - 3\psi > 1$). Обнаруженные особенности также отличают т. м. м. от мощных трансформаторов.

Заметим: если при данных размерах мощность т. м. м. ограничить для уменьшения падения напряжения, что у т. м. м. часто имеет место, то относительные величины намагничивающих токов будут еще выше, чем по рис. 8.1 (см. § 11.5).

Таким образом, для т. м. м. в общем случае нельзя пренебрегать намагничивающим током, как это обычно делают в анализе мощных трансформаторов. В частности, если у мощных трансформаторов ток холостого хода $I_{0\text{х х}}$ и намагничивающий ток при нагрузке I_0 практически совпадают, то у т. м. м. из-за увеличенного падения напряжения (см. § 8.3) между этими токами возможны весьма существенные различия.

Роль намагничивающего тока необходимо анализировать при рассмотрении всех узловых вопросов проектирования т. м. м. Ниже, в § 11.5, будут получены выражения для намагничивающего тока непосредственно в функции мощности.

8.3. Падение напряжения

Исходные положения. Важная роль, которую играет падение напряжения у т. м. м., была разъяснена в § 5.4. Там же дано подробное толкование этой величины. Теперь проведем ее количественный анализ.

При данном токе падение напряжения зависит от сочетания таких факторов, как активные и реактивные сопротивления обмоток и cos φ нагрузки и первичного тока. Для т. м. м. эти сочетания специфичны. Определим наиболее общее уравнение для падения напряжения и оценим практическую роль его отдельных составляющих в условиях т. м. м. На рис. 8.2 приведена векторная диаграмма т. м. м. Обозначения см. в § 5.2.

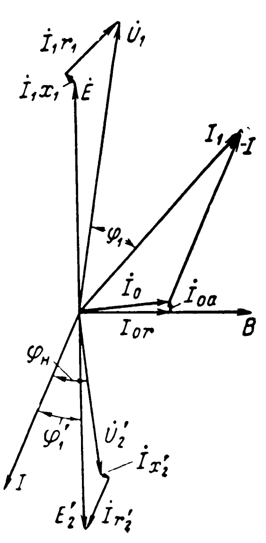


Рис. 8.2. Полная векторная диаграмма т. м. м.

В комплексной форме уравнения равновесия э. д. с. и напряжений имеют вид

$$\dot{E} = \dot{U}_2' + \dot{I}\,(r_2' + jx_2'),$$

$$\dot{U}_1 = -\dot{E} + I_1\,(r_1 + jx_1),$$

гда I_1 определяется выражениями (5.5), (5.6).

Определим падение напряжения, обозначая эту величину в абсолютном измерении через ΔU, в относительном — через u. В теории мощного трансформаторостроения используют отношение падения напряжения к первичному напряжению. Мы сохраним этот подход. Иногда удобно брать отношение величины ΔU к E, что не дает существенного различия, а в принципиальном плане равносильно первому подходу. Подчеркнем, что величинами u, ΔU мы оцениваем суммарное падение напряжения в трансформаторе, а не на отдельных обмотках. Тогда

$$\Delta U = U_1 - U_2', \qquad (8.14)$$

$$u = \frac{\Delta U}{U_1} = \frac{U_1 - U_2'}{U_1} \quad \text{или} \quad u = \frac{\Delta U}{E} = \frac{U_1 - U_2'}{E}. \qquad (8.15)$$

Разлагая все векторы на активные и реактивные составляющие, можно найти по векторной диаграмме

$$E = E'_2 =$$
$$= \sqrt{(U'_2 \cos \varphi_н + Ir'_2)^2 + (U'_2 \sin \varphi_н + Ix'_2)^2}.$$

Таким же образом

$$U_1 = \sqrt{\begin{matrix}[E + (I \cos \varphi' + I_{0a}) r_1 + (I \sin \varphi' + I_{0r}) x_1]^2 + \\ + [(I \cos \varphi' + I_{0a}) x_1 - (I \sin \varphi' + I_{0r}) r_1]^2,\end{matrix}} \quad (8.16)$$

где из диаграммы

$$\varphi' = \operatorname{arctg} \frac{Ix'_2 + U'_2 \sin \varphi_н}{Ir'_2 + U'_2 \cos \varphi_н}. \quad (8.17)$$

По этим формулам можно точно вычислить ΔU во всех случаях. Необходимо оценить роль отдельных составляющих и возможности упрощения этих выражений, учитывая специфику т.м.м.

Активное и реактивное падения напряжения. Поскольку сейчас наша задача — дать принципиальную оценку этим составляющим падения напряжения ΔU_a, ΔU_x, опустим факторы второго порядка и воспользуемся диаграммой рис. 5.9, *в*. Под величинами ΔU_a и ΔU_x понимаем падения напряжения на активных и реактивных сопротивлениях обмоток. Из диаграммы очевидны равенства

$$\Delta U_a = I (r_1 + r'_2), \quad \Delta U_x = I (x_1 + x'_2).$$

Относительные значения $u_{ка} = \Delta U_a / E$, $u_{кx} = \Delta U_x / E$ есть не что иное, как активное и реактивное напряжения короткого замыкания, известные из общей теории трансформаторов.

Преобразуем выражение для $u_{ка}$:

$$u_{ка} = \frac{I (r_1 + r'_2)}{E} \frac{I}{I} = \frac{p_к}{P},$$

и подставим сюда $p_к$, найденное по формуле (5.35), P — по формуле (8.1). Используя равенство $V_к = l_w s_{ок}$, перейдем к изображениям (5.62). Тогда получаем

$$u_{ка} = \frac{\rho \cdot 10^2}{2{,}22 k_c f} \frac{j}{B} \frac{\varphi_w}{\varphi_s} \frac{1}{a}. \quad (8.18)$$

Для $u_{кx}$ записываем

$$u_{кx} = I (x_1 + x'_2) / E$$

и подставляем сюда E, определяемое по (5.17), $x_i = \omega L_{si}$, а L_{si} — из табл. 5.1. Одновременно ток I записываем по формуле (5.19), используем (5.71) и переходим к параметрам геометрии (5.58) и изображениям (5.62) по табл. 5.4, получаем в результате

$$u_{кx} = \frac{2k_{ок} \cdot 10^{-2}}{1{,}11 n_\Delta} \frac{j}{B} \frac{x_\Delta \varphi_w x}{\varphi_s} a. \quad (8.19)$$

В выражениях (8.18), (8.19) φ_i берется из табл. 5.4. Из этих выражений находим также отношение

$$\frac{u_{кx}}{u_{кa}} = 2 \frac{k_{ок}}{n_\Delta \rho \cdot 10^4} f x x_\Delta a^2. \quad (8.20)$$

Здесь дополнительно введено изображение $x_\Delta = \frac{1}{a}\left(\Delta_{об} + \frac{c_к}{3}\right)$.

Полученные зависимости (8.18)—(8.20) позволяют сделать следующие принципиальные выводы. При данной геометрии трансформатора (x, x_Δ, φ_i, n_Δ постоянны) и данных его размерах (a) роль величины $u_{кa}$ падает с увеличением частоты, а $u_{кx}$ в первом приближении от частоты не зависит. (На самом деле $u_{кx}$ несколько растет из-за роста отношения j/B.)

Наиболее интересна зависимость $u_{кa}$ и $u_{кx}$ от размеров т. м. м. При данной частоте с ростом базисного размера a величина $u_{кa}$ сильно падает, а $u_{кx}$ — растет. (Отношение j/B с ростом a либо не меняется, либо уменьшается, но в гораздо меньшей степени, чем растет a — § 5.4, выражения (5.76).) Таким образом, относительная роль рассеяния и реактивного падения напряжения возрастает с увеличением размеров. Для т. м. м. с его малыми размерами в подавляющем большинстве случаев решающую роль в формировании падения напряжения играет величина $u_{кa}$.

На рис. 8.3 построены зависимости $u_{кa}$ и $u_{кx}$ от базисного размера a для т. м. м. нормальной и повышенной частоты (при постоянном перегреве). Все условия построения типовые, т. е. те же, что для рис. 8.1. Принято также $x_\Delta = x_к/3$. Из рисунка видно, что при малых a $u_{кa} \gg u_{кx}$ (т. е. $r_i \gg x_i$), при больших a $u_{кx} > u_{кa}$ (т. е. $x_i > r_i$). При определенной мощности наступает равенство $u_{кx} = u_{кa}$, причем для т. м. м. повышенной частоты эта мощность меньше, поскольку для них меньше величина $u_{кa}$. Но даже в этом случае подобная граничная мощность весьма

велика, составляя несколько сотен вольт-ампер (по рис. 8.3 соответствующий ей размер $a \approx 2$ *см*). При частоте 50 *гц* граничная мощность возрастает до многих киловольт-ампер и по существу уже выходит из диапазона мощностей т. м. м. (размер $a \approx 6$ *см* по рис. 8.3). Из рассмотрения, изложенного в следующей рубрике данного параграфа, можно видеть, что обычно величина $u_{кx}$ начинает сказы-

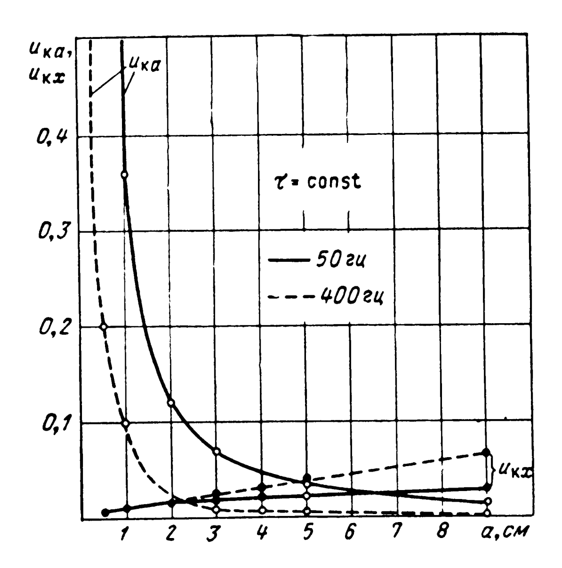


Рис. 8.3. Зависимость напряжения короткого замыкания от размеров т. м. м.

ваться на конечной величине u вовсе не при условии $u_{кx} \approx \approx u_{ка}$, а лишь при условии $u_{кx} \gg u_{ка}$, т. е. для очень и очень больших т. м. м. (при чисто активной нагрузке).

В § 5.4 говорилось, что предельно допустимая величина u составляет 0,05—0,2, наиболее часто 0,1. Из рис. 8.1 видно, что в зоне малых a одна из величин, определяющих падение напряжения,— $u_{ка}$ — может принимать гораздо большие, т. е. недопустимые, значения, если не ограничить искусственно плотность тока j в соответствии с формулой (8.17), как на это указывалось в § 5.4. Величина $u_{кx}$ опасных значений не достигает. Следовательно, у т. м. м. решающую роль играет составляющая $u_{ка}$. В этом одна из особенностей т. м. м., ибо у мощных трансформа-

торов значения $u_{ка}$ никогда не приближаются к столь большим величинам и имеет место условие $u_{кх} > u_{ка}$.

На рис. 8.4 приводим для сопоставления характерные треугольники короткого замыкания мощного трансформатора и т. м. м. при частоте 50 *гц*.

Итак, подведем итоги. По абсолютной величине падение напряжения может выйти за пределы допустимых значений при малых размерах (малой мощности) т. м. м. Следовательно, для анализа вопроса основной интерес представляет эта зона. Но в этой зоне активная составляющая $u_{ка}$ во много раз больше реактивной и всю картину определяет именно она. Поэтому проблема снижения падения напряжения в т. м. м.— это проблема снижения величины $u_{ка}$, т. е. активных сопротивлений. Поскольку величина $u_{ка}$ у т. м. м. повышенной частоты в несколько раз меньше, чем у т. м. м. нормальной частоты (формула (8.17) и рис. 8.3), то здесь проявляется третье — наряду с уменьшением размеров и снижением намагничивающего тока — преимущество т. м. м. повышенной частоты (мы не имеем при этом в виду т. м. м. очень больших размеров, где сама абсолютная величина u уже не представляет принципиального интереса). Что же касается конкретных расчетов, то обычно тоже все решает величина $u_{ка}$, но у очень больших т. м. м. повышенной частоты на первый план может выступить величина $u_{кх}$, и тем скорее, чем выше частота. Поэтому для таких т. м. м. учет сопротивлений рассеяния может представлять практический интерес, особенно при работе на выпрямитель, когда сказываются углы коммутации вентилей.

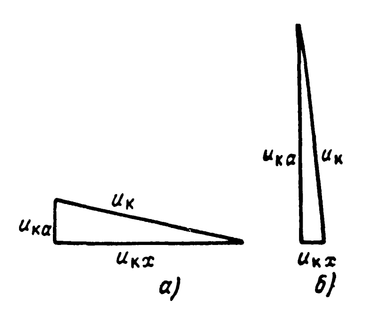


Рис. 8.4. Треугольники короткого замыкания:
а — мощный трансформатор, *б* — т. м. м.

Полное падение напряжения в обычных условиях. Известно, что т. м. м. нагружены обычно активной нагрузкой или нагрузкой с малой реактивной составляющей, $\varphi_н \approx 0$ (§ 1.1, 5.4, 8.1). Это позволяет упростить выражения для расчета величины u. Кроме того, анализ вопроса о падении напряжения представляет особый интерес для малых т. м. м.,

где $u_{\text{ка}} \gg u_{\text{кx}}$. Учитывая оба этих момента, можно заключить из формулы (8.17), что при оговоренных условиях $\varphi' \approx 0$, поскольку $Ix'_2 \ll (U'_2 \times \cos\varphi_{\text{н}} + Ir'_2)$.

Заметим, что при характерном для т. м. м. соотношении $r_i \gg x_i$ ($u_{\text{ка}} \gg u_{\text{кx}}$) падение напряжения при данной полной мощности и активной нагрузке максимально и с уменьшением $\cos\varphi_{\text{н}}$ будет уменьшаться. Поэтому условие $\varphi_{\text{н}} = 0$, $\cos\varphi_{\text{н}} = 1$ является наиболее тяжелым и введение его в анализ не умаляет общности последнего.

Полагая $\varphi' = 0$ и анализируя векторную диаграмму, можно получить, опуская члены второго порядка малости,

$$\Delta U = I_1 r_1 \cos\varphi_1 + I_1 x_1 \sin\varphi_1 + Ir'_2 \cos\varphi_{\text{н}} + Ix'_2 \sin\varphi_{\text{н}}. \quad (8.21)$$

Переходя к относительным единицам, определяем

$$u = u_{\text{к}a1} \cos\varphi_1 + u_{\text{к}x1} \sin\varphi_1 + u_{\text{к}a2} \cos\varphi_{\text{н}} + u_{\text{к}x2} \sin\varphi_{\text{н}}, \quad (8.22)$$

где

$$u_{\text{к}a1} = I_1 r_1 / U_1; \quad u_{\text{к}x1} = I_1 x_1 / U_1;$$
$$u_{\text{к}a2} = Ir'_2 / U_1; \quad u_{\text{к}x2} = Ix'_2 / U_1.$$

Угол φ_1 в уравнении (8.22) отличается от угла $\varphi_{\text{н}}$ практически за счет влияния активных падений напряжения, с одной стороны, и намагничивающего тока — с другой. Он может быть определен из равенства

$$\cos\varphi_1 = P_1 / U_1 I_1 = \left(P_2 + \sum p\right) / U_1 I_1,$$

где P_1 — потребляемая мощность; $\sum p$ — сумма потерь по выражению (5.20).

Основное отличие формулы (8.22) от аналогичной для мощных трансформаторов состоит в том, что в нее введены падения напряжения раздельно по обмоткам для учета различия токов I и I_1 и углов $\varphi_{\text{н}}$ и φ_1. В этом отражена специфика т. м. м., отличающихся большими значениями сопротивлений и тока намагничивания. При чисто активной нагрузке $\cos\varphi_{\text{н}} = 1$, $\sin\varphi_{\text{н}} = 0$ и получаем

$$u = u_{\text{к}a1} \cos\varphi_1 + u_{\text{к}x1} \sin\varphi_1 + u_{\text{к}a2}.$$

С большой точностью для конечного результата производим замены:

$$u_{\text{к}a1} \cos\varphi_1 = u_{\text{к}a1} \frac{1 + i_{0a}}{i_1}, \quad \frac{i_{0a}}{i} \approx i_{0a},$$

$$\frac{u_{\text{к}a1}}{i_1} + u_{\text{к}a2} = u_{\text{к}a}, \quad u_{\text{к}x1} \sin\varphi_1 = i_{0r} u_{\text{к}x1},$$

где i_{0a}, i_{0r}, i_0 определяются по (5.10).

Тогда

$$\left.\begin{aligned} u &= \frac{u_{\text{к}a1}}{i_1} + u_{\text{к}a2} + i_{0a}\frac{u_{\text{к}a1}}{i_1} + i_{0r}\frac{u_{\text{к}x1}}{i_1} \\ &\text{или} \\ u &= u_{\text{к}a} + i_{0a}\frac{u_{\text{к}a1}}{i_1} + i_{0r}\frac{u_{\text{к}x1}}{i_1}\,. \end{aligned}\right\} \qquad (8.23)$$

Отсюда

$$u = u_{\text{к}a}\left(1 + i_{0a}\frac{u_{\text{к}a1}}{i_1 u_{\text{к}a}} + i_{0r}\frac{u_{\text{к}x1}}{i_1 u_{\text{к}a}}\right)$$

и, беря с достаточной точностью

$$u_{\text{к}a1}/i_1 = u_{\text{к}a}/2, \quad u_{\text{к}x1}/i_1 = u_{\text{к}x}/2,$$

находим

$$u = u_{\text{к}a}\left(1 + \frac{i_{0a}}{2} + \frac{i_{0r}}{2}\frac{u_{\text{к}x}}{u_{\text{к}a}}\right)\,. \qquad (8.24)$$

Здесь второй член невелик и с ростом размеров т. м. м. падает (§ 8.2, рис. 8.1), поэтому с ним следует считаться только в точных исследованиях и тем более, чем меньше размеры т. м. м. Иное положение с третьим членом: множитель $u_{\text{к}x}/u_{\text{к}a}$ (8.20) при увеличении a растет, но $i_{0r}/2$ падает. Поэтому, чтобы ответить на вопрос о количественной роли реактивностей рассеяния ($u_{\text{к}x}$) и намагничивающего тока (i_{0r}), надо рассмотреть произведение в целом. Соответствующее построение по выражениям (8.12) и (8.20) сделано на рис. 8.5 при прежних условиях. Из рисунка видно, что падение напряжения за счет намагничивающего тока составляет малые доли единицы, т. е. незначительную часть от величины $u_{\text{к}a}$. Особенно это относится к самой важной зоне, где основная величина — $u_{\text{к}a}$ — наиболее значительна, т. е. к зоне малых a (рис. 8.3). В этой зоне величина $(i_{0r}/2)\cdot(u_{\text{к}x}/u_{\text{к}a})$ не превышает 1—3% от $u_{\text{к}a}$. Но и при больших значениях a весомость величины $(i_{0r}/2)\cdot(u_{\text{к}x}/u_{\text{к}a})$ при частоте 50 *гц* является чисто кажущейся, поскольку она является долей величины $u_{\text{к}a}$, которая сама здесь очень мала. Действительно, вычислим составляющую падения напряжения $i_{0r}u_{\text{к}x1} \approx i_{0r}\,(u_{\text{к}x}/2)$ в формуле (8.23), вызванную реактивным намагничивающим током. Используем выражения (8.12) и (8.19) и построим на рис. 8.6 зависимость $i_{0r}u_{\text{к}x1}$ от базисного размера a. Из рисунка видно, что и при малых, и при больших a величина $i_{0r}u_{\text{к}x1}$, несколько

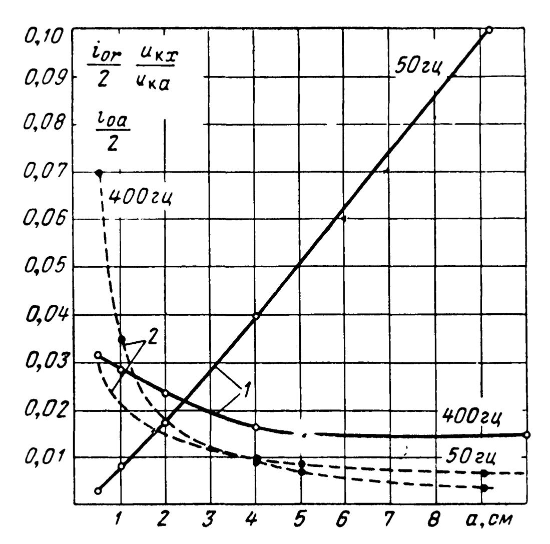


Рис. 8.5. Зависимость составляющих падения напряжени
меров т. м. м.:

$1 - \frac{i_{0r}}{2}\ \frac{u_{kx}}{u_{ka}}, \quad 2 - \frac{i_{0a}}{2}.$

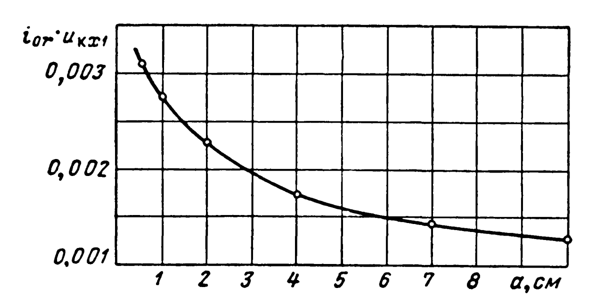


Рис. 8.6. Зависимость члена $i_{0r} u_{kx1}$ от размеров т.

уменьшаясь с ростом u, составляет всегда лишь немногие доли процента, т. е. несущественна.

Все сказанное дает основание без ощутимой погрешности опустить в формуле (8.23) член $i_{0r}u_{\text{кx}1}$ и окончательно получить для падения напряжения выражение

$$\left.\begin{aligned} &u = u_{\text{кa}} + i_{0a}u_{\text{кa}1} \\ &\text{или} \\ &u = \frac{u_{\text{кa}1}}{i_1} + u_{\text{кa}2} + i_{0a}\frac{u_{\text{кa}1}}{i_1}\,. \end{aligned}\right\} \tag{8.25}$$

Таким образом, получены необходимые общие выражения и весьма важный вывод, что несмотря на большую величину намагничивающей составляющей тока i_{0r}, она при активной нагрузке не играет роли в формировании максимального падения напряжения у т. м. м. (при наличии реактивной составляющей нагрузки этот вывод теряет силу, но само падение напряжения по величине становится меньше). Физическое объяснение этого факта состоит в том, что при активной нагрузке основное падение напряжения от реактивного намагничивающего тока (на активном сопротивлении) находится в квадратуре с выходным напряжением и поэтому при геометрическом сложении практически не проявляет себя. Вторая же составляющая этого падения (на сопротивлении рассеяния x_s) находится в фазе с выходным напряжением, но имеет ничтожную величину либо из-за малости величины x_s (малые т. м. м.), либо из-за малости тока I_{0r} (большие т. м. м.).

Покажем, как опыт подтверждает сделанный вывод. У БТ типа ШЛ 20×32 в сердечник введен зазор. Опыт проведен в режиме холостого хода при частоте 50 *гц*. В условиях опыта не было других составляющих падения напряжения, кроме падения от тока I_0, который сильно увеличивался при увеличении зазора. Это позволило наиболее явственно выявить роль именно данного фактора. Вторичное напряжение U_2 при том же первичном U_1 практически не менялось при разных токах I_0, как это видно из табл. 8.1. В таблице представлены результаты опыта, проведенного при различных первичных напряжениях.

Практический расчет падения напряжения. Для активной нагрузки (обычные условия) величину u вычисляем по выражению (8.25). В практическом расчете спроектированного трансформатора находим абсолютное падение на-

Таблица 8.1

Влияние намагничивающего тока на падение напряжения

U_1, в	I_0, а	U_2, в	I_0, а	U_2, в
	в отсутствие зазора		с зазором в сердечнике	
30	0,032	30	0,153	29,9
60	0,058	60	0,306	60
90	0,093	89,9	0,461	89,8
120	0,141	119,9	0,620	119,9
150	0,219	148,8	0,802	148,7
180	0,614	179,7	1,270	179,7

пряжения на выходе любой из вторичных обмоток:

$$\Delta U_i = (I + I_{0a}) r_1 + I_{2i} r_{2i}, \qquad (8.26)$$

где I определяется по выражению (5.3), I_{0a} — по (5.9).

Иначе,

$$I + I_{0a} = \sqrt{I_1^2 - I_{0r}^2}\ .$$

Затем определяем относительное падение $u_i = \Delta U_i / U_1$. Иногда пользуются выражением $\Delta U_i = I_1 r_1 + I_{2i} r_{2i}$, но оно преувеличивает значение ΔU_i, особенно при больших токах I_0 (см. предыдущую рубрику).

На практике в ряде случаев наблюдаются некоторые превышения значений ΔU_i над определенными по формуле (8.26) из-за влияния мест паек и выводов, особенно при наличии сильноточных обмоток весьма низкого напряжения.

Удобно рассчитывать величину u через потери:

$$u_i = \frac{p_{\text{к}ai}}{P_{2i} + p_{\text{к}ai}}\ , \qquad (8.27)$$

где $p_{\text{к}ai}$ — потери от активного тока,

$$p_{\text{к}ai} = \frac{P_{2i}}{P_2} (I + I_{0a})^2 r_1 + I_{2i} r_{2i}; \qquad (8.28)$$

I, I_{0a}, P_2 определяются выражениями (5.3), (5.4), (5.9).

Если нагрузка имеет реактивную составляющую, то для расчета ΔU следует использовать выражение (8.21), а для больших т. м. м., особенно при повышенной частоте,— выражения (8.14))—(8.16).

8.4. Оптимальное соотношение плотностей тока обмоток

Исходные положения. Оптимальный выбор плотностей тока первичной и вторичной обмоток и их соотношения (5.66) $\varepsilon = j_2/j_1$ является важной задачей теории и практики проектирования трансформаторов. В мощном трансформаторостроении обычно принимают $j_1 \approx j_2$, допуская небольшие отклонения в ту или другую сторону. В практике проектирования т. м. м. традиционно принимали $j_2 \geqslant j_1$, $\varepsilon \geqslant 1$, обычно $1 \leqslant \varepsilon \leqslant 1{,}3$ [47, 53, 145, 224, 253, 259, 273 и др.]. В книге автора [26] в анализе и расчетах принято $\varepsilon = 1$. Теоретического обоснования выбор величины ε для т. м. м. до последнего времени не получил. Рассмотрим этот вопрос.

Оптимальные значения $\varepsilon = \varepsilon_0$ должны удовлетворять различным требованиям в зависимости от заданных условий. При заданном перегреве критерии оптимальности связаны с потерями активной мощности в обмотках $p_к$. Эти критерии могут быть троякими: для т. м. м. заданных размеров — минимальные потери $p_к$ при заданной мощности P или максимальная мощность при заданных потерях $p_к$, для т. м. м. произвольных размеров — минимальные вес и объем при заданных мощности и перегреве (определяемом потерями). Критерии минимума потерь и минимума веса, строго говоря, не адекватны. Однако, как показал анализ, получающиеся результаты отличаются очень мало, поэтому ради простоты и наглядности остановимся на первом критерии:

$$\frac{\partial}{\partial \varepsilon}\frac{p_к}{P} = \frac{\partial}{\partial \varepsilon}\left[\frac{p_{к1}+p_{к2}}{P}\right] = 0. \qquad (8.29)$$

При заданном падении напряжения аналогичные критерии оптимальности связаны с величиной u и также при теоретическом отличии практически равноценны. Вот эти критерии: для т. м. м. заданных размеров — минимальное падение u при заданной мощности P или максимальная мощность при заданном падении u; для т. м. м. произвольных размеров — минимальные вес и объем т. м. м. при заданных мощности и падении напряжения. Выберем также первый из этих критериев. По выражениям (8.26) и (8.15) для приведенного двухобмоточного трансформатора получаем, умножая числитель и знаменатель на ток I и учи-

тывая равенства (5.10),

$$u = (p_{к1a}/P) + (p_{к2}/P),$$

где

$$p_{к1a} = (I + I_{0a})\, Ir_1 = (1 + i_{0a})\, I^2 r_1 = \frac{1 + i_{0a}}{i_1^2}\, p_{к1}.$$

Отсюда запишем интересующий нас критерий:

$$\frac{\partial}{\partial \varepsilon}\left[\frac{1 + i_{0a}}{i_1^2}\frac{p_{к1}}{P} + \frac{p_{к2}}{P}\right] = 0. \qquad (8.30)$$

В выражениях (8.29)—(8.30) $p_{к1}$, $p_{к2}$ — потери в первичной и вторичной обмотках. Из этих выражений видно, что для обоих принципиальных случаев (задано падение напряжения, задан перегрев) необходимо анализировать функции $p_{к1}/P$, $p_{к2}/P$. Выразим $p_{к1}$, $p_{к2}$ и P через геометрические параметры т. м. м., для чего воспользуемся зависимостями (5.36) и (8.5). Последнюю представим также через изображения как (8.6), а величины $\varphi_{ок\, i}$, φ_{wi} берем в соответствии с формулами (5.68) и (5.74), разделив их на a^2 и a. Плотность тока j_2 в зависимостях (5.36) также подставим из основного уравнения мощности (8.5), (8.6):

$$j_2 = (1 + k_{21}\varepsilon i_1)\frac{P}{k_{ок2}C_1} \quad \text{или} \quad j_2 = (1 + \varepsilon i_1)\frac{P}{k_{ок2}C_1}, \qquad (8.31)$$

где $C_1 = 4{,}44 k_c f B \varphi_s \varphi_{ок} a^4 \cdot 10^{-2}$.

Решая совместно уравнения (5.36), (5.68), (5.72), (5.60) и (8.31), получаем

$$\left.\begin{aligned} p_{к1} &= \Phi_{к1}P^2, \quad \Phi_{к1} = \frac{\rho}{k_{ок2}C_1^2}\frac{1 + k_{21}\varepsilon i_1}{\varepsilon}\, i_1 \varphi_{ок}\varphi_{w1} a^3, \\ P_{к2} &= \Phi_{к2}P^2, \quad \Phi_{к2}\,\frac{\rho}{k_{ок2}C_1^2}(1 + k_{21}\varepsilon i_1)\, \varphi_{ок}\varphi_{w2} a^3, \end{aligned}\right\} \qquad (8.32)$$

ε определяется по выражению (5.66), k_{21} — по (5.68), i_1 — по (5.10), φ_i — по табл. 5.4.

Обозначим $\varepsilon_p = p_{к1}/p_{к2}$, причем

$$\varepsilon_p = \Phi_{к1}/\Phi_{к2}. \qquad (8.33)$$

Дальнейший анализ проведем раздельно для условий (8.29) и (8.30).

Оптимальное соотношение плотностей тока для получения минимального падения напряжения. Деля (5.74) на a для получения изображений φ_{w1}, φ_{w2}, подставляя теперь в уравнение (8.30) выражения (8.32) и опуская по-

стоянные величины, находим

$$\frac{\partial}{\partial \varepsilon}\left\{(1+k_{21}\varepsilon i_1)\left[\frac{1+i_{0a}}{\varepsilon i_1}\left(2+2y+\pi x_к \frac{k_{21}\varepsilon i_1}{1+k_{21}\varepsilon i_1}\right)+2+2y+\right.\right.$$
$$\left.\left.+\pi x_к \frac{1+2k_{21}\varepsilon i_1}{1+k_{21}\varepsilon i_1}\right]\right\}=0. \qquad (8.34)$$

Решение этого уравнения дает оптимальную величину $\varepsilon=\varepsilon_0$:

$$\varepsilon_0=\sqrt{\frac{1+y}{1+y+\pi x_к}\,\frac{1+i_{0a}}{i_1^2}\,k_{12}}\,. \qquad (8.35)$$

Строго говоря, величины k_{21} и $k_{ок2}$ в формулах (8.32), в свою очередь, зависят от ε, как и мощность P при постоянной мощности P_2, которая и является заданной. Однако анализ показывает, что учет этих зависимостей практически не изменяет результатов, приводя лишь к некоторому дополнительному эффекту. Этот анализ произведен в приложении 5. Поэтому принимаем условия (5.69), и тогда

$$\varepsilon_0=\sqrt{\frac{1+y}{1+y+\pi x_к}\,\frac{1+i_{0a}}{i_1^2}}\,. \qquad (8.36)$$

Отсюда следует весьма важный вывод, что *величина* ε_0 *меньше единицы*. Поэтому используемые в практике проектирования т. м. м. значения $\varepsilon \geqslant 1$ являются, как правило, неоптимальными. Принятие $\varepsilon = 1$ в теоретическом анализе различных вопросов также не позволяет провести анализ наиболее точно. Величина ε_0 тем меньше, чем больше ток i_1. Конкретное значение ε_0 зависит от геометрии трансформатора, определяемой параметрами $x_к$ и y (5.58), (5.60).

Таблица 8.2

Оптимальные значения $\varepsilon=\varepsilon_0$ и значения ε_{1-2}

i_1	i_{0r}	$y=1$		$y=2$	
		ε_0	ε_{1-2}	ε_0	ε_{1-2}
1,4	1	0,45	0,49	0,51	0,55
1,2	0,6	0,53	0,58	0,6	0,65
1,06	0,2	0,6	0,65	0,68	0,74
1	0	0,64	0,69	0,81	0,87

Рассмотрим для иллюстрации сделанных выводов характерный случай — БТ с сердечником из ряда ШЛ (§ 6.3). Для него $x=1$, $y=1\div 2$, $x_к \approx 0{,}95x$. В табл. 8.2 приводим значения ε_0, полученные по формуле (8.36) при

$i_{0a} = 0{,}04$ и разных значениях y и i_1. Оптимальные значения $\varepsilon = \varepsilon_0$, как следует из таблицы, намного меньше единицы.

На рис. 8.7 по выражению (8.25) построены в относительных единицах зависимости u/u_{min} от ε (при $\varepsilon = \varepsilon_0$ $u = u_{min}$ и принято $u_{min} = 1$). Из рисунка видно, что величина u весьма существенно зависит от выбранной величины ε. Особенно резко возрастает u при отклонении от значений ε_0

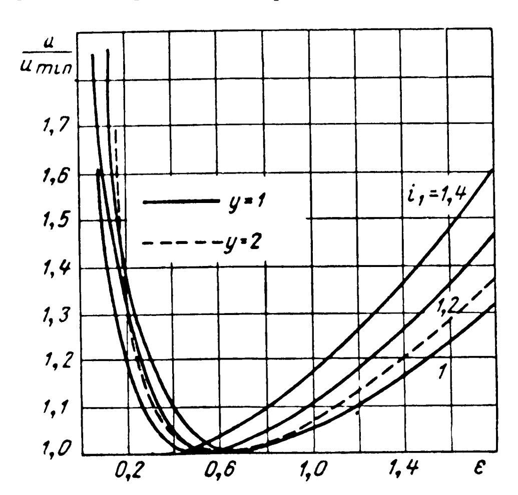


Рис. 8.7. Зависимость падения напряжения в т. м. м. от соотношения плотностей тока обмоток.

в меньшую сторону. Отклонения в сторону больших значений ε также приводят к значительному росту u. Так, при наиболее распространенных в настоящее время значениях $\varepsilon = 1 \div 1{,}3$ увеличение падения напряжения против минимально возможного составляет для данного типоразмера от 5 до 30% в зависимости от геометрии трансформатора и тока i_1.

Иначе говоря, ничего не меняя в конструкции и геометрии трансформатора, только за счет правильного выбора соотношения плотностей тока обмоток (диаметров проводов) можно добиться заметного снижения падения напряжения. Одновременно это приводит к повышению к. п. д. трансформатора.

Оптимальные значения ε увеличиваются с ростом y и уменьшением x. Они растут также с уменьшением тока i_1.

Чем ближе ε_0 к 1, тем меньше проигрыш, который имеет место при значениях $\varepsilon > 1$. Ниже будет показано, что геометрия сердечников ШЛ неоптимальна с точки зрения величины u для т. м. м. нормальной частоты. При оптимальной геометрии значения ε_0 несколько больше, чем по табл. 8.2. Заметим, что у мощных трансформаторов величина ε_0 значительно ближе к единице, ибо там величины x и i_1 существенно меньше.

Используя кривые типа рис. 8.7, построенные при любой геометрии и для любого типа трансформатора, можно наметить те зоны вариаций ε вблизи ε_0, в пределах которых еще не наблюдается заметного роста величины u. Вариация ε может быть необходима из-за дискретности диаметров проводов и желания варьировать выбор диаметров из тех или иных практических соображений.

Заметим, что приведенные выводы не ограничены наложением каких-либо условий по частоте питания трансформатора и справедливы для трансформаторов всех типов как нормальной, так и повышенной частоты.

Нами рассмотрен двухобмоточный трансформатор. Однако все сделанные выводы имеют общий характер, если под плотностью тока j_2 понимать среднюю плотность тока вторичных обмоток $j_{2ср}$. Строго говоря, оптимальные плотности у отдельных вторичных обмоток j_{2i} несколько отличаются от $j_{2ср}$: для обмоток, расположенных ближе к первичной обмотке $j_{2i} > j_{2ср}$, для наружных обмоток $j_{2i} < j_{2ср}$, для средней из вторичных обмоток $j_{2i} = j_{2ср}$.

Более того, в чисто теоретическом плане идеальным было бы монотонное уменьшение плотности тока каждого слоя катушки по мере удаления от стержня магнитопровода (рис. 8.8). Практически это, естественно, неприемлемо. Но и принятие для всех вторичных обмоток одинаковых плотностей тока $j_{2i} = j_{2ср}$ не дает уже столь заметных отклонений от оптимума, как при отклонении от величины ε_0.

Оптимальный выбор $\varepsilon < 1$ приводит также к уменьшению падения напряжения и повышению стабильности напряжений у многообмоточного т. м. м. при изменении нагрузки одной из вторичных обмоток и неизменной мощности трансформатора (по сравнению со случаем $\varepsilon \geqslant 1$). Поясним это положение на примере. Чтобы явственно выявить интересующую нас картину, примем, что вторичных обмоток две, они симметрично расположены и одинаковы по мощности. Примем также, что имеется БТ с сердечником ШЛ и геометрией $x = 1$, $y = 1$. Ток $i_1 = 1,2$, суммарное падение напря-

жения *и* около 10%. Сопоставим два случая: $\varepsilon = 1{,}2$ и $\varepsilon = \varepsilon_0 = 0{,}53$ (табл. 8.2).

Для каждого случая рассмотрим два режима: равномерная нагрузка обеих вторичных обмоток и двойная перегрузка одной из обмоток при полной разгрузке другой. Результаты расчетов в процентах представлены в табл. 8.3. Для расчетов использованы формулы, приведенные в § 8.3.

Из таблицы видно, что общее падение напряжения на зажимах перегруженной обмотки при $\varepsilon = 1{,}2$ увеличилось в 1,7 раза (на 6,8%), а при $\varepsilon = \varepsilon_0$ — в 1,45 раза (на 4,1%). Соответственно само

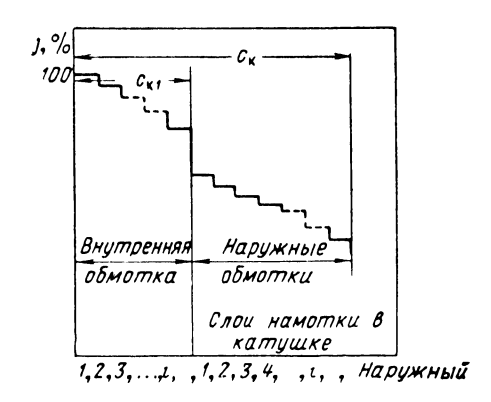


Рис. 8.8. Идеализированное оптимальное распределение плотности тока по слоям катушки трансформатора.

падение напряжения при $\varepsilon = 1{,}2$ в 1,33 раза больше, чем при $\varepsilon = \varepsilon_0$ (16,8% против 12,6%). При нормальной нагрузке всех обмоток падение напряжения увеличилось в 1,18 раз (10% против о,5%). Полезность режима $\varepsilon = \varepsilon_0$ очевидна. Однако могут быть 8астные случаи, когда выбор величины $\varepsilon > 1$ является оправданным. Это те случаи, когда решающим требованием является максимальная стабильность напряжения определенных вторичных обмоток с постоянной нагрузкой при колебаниях нагрузки других обмоток, стабильность напряжения которых несущественна (суммарная мощность трансформатора в рассматриваемом случае изменяется соответственно изменениям нагрузок вторичных обмоток и не является постоянной).

В заключение отметим, что, поскольку в основных уравнениях мощности (8.6), (8.9) фигурирует параметр εi_1 и поскольку обычно $i_{0a} \ll 1$, условие (8.36) можно представить в следующем удобном виде:

$$\varepsilon_0 i_1 = \sqrt{\frac{1+y}{1+y+\pi x_к}}\,. \qquad (8.37)$$

Таблица 8.3

О стабильности напряжения многообмоточного т. м. м.

Режим работы	$\varepsilon = 1,2 > \varepsilon_0$					$\varepsilon = \varepsilon_0 = 0,53$				
	u_1	u_{22}	u_{21}	u_{1-22}	u_{1-21}	u_1	u_{22}	u_{21}	u_{1-22}	u_{1-21}
$P_{21} = P_{22} = P_2/2$	3,2	6,8	6,8	**10**	10	4,4	4,1	4,1	**8,5**	8,5
$P_{21} = 0,\ P_{22} = P_2$	3,2	13,6	0	**16,8**	3,2	4,4	8,2	0	**12,6**	4,4
Изменения	0	+6,8	−6,8	**+6,8**	−6.8	0	+4,1	−4,1	**+4,1**	−4,1

Примечания: 1. Обозначено: u_{1-21} — полное падение напряжения на зажимах первой из вторичных обмоток, u_{1-22} — то же для второй из них, P_2 — номинальная мощность. Индексы соответствуют: 1 — первичной обмотке, 21 — первой из вторичных обмоток; 22 — второй из вторичных обмоток.

2. Все величины даны в процентах.

3. Шрифтом выделены данные для перегруженной обмотки.

Оптимальное соотношение плотностей тока для получения минимальных потерь в обмотках. Суммарные потери в обмотках с учетом выражений (8.32) запишем так:

$$p_{к} = p_{к1} + p_{к2} = (\Phi_{к1} + \Phi_{к2}) P^2. \qquad (8.38)$$

Подставляя эту величину $p_к$ в уравнение (8.29), раскрывая $\Phi_{к1}$, $\Phi_{к2}$ по выражению (8.32) и опуская постоянные величины, находим условие минимальных потерь $p_к$ при данной мощности P:

$$\frac{\partial}{\partial \varepsilon}\left\{(1 + k_{21}\varepsilon i_1)\left[\frac{i_1}{\varepsilon}\left(2 + 2y + \pi x_к \frac{k_{21}\varepsilon i_1}{1 + k_{21}\varepsilon i_1}\right) + 2 + 2y + \right.\right.$$
$$\left.\left. + \pi x_к \frac{1 + 2k_{21}\varepsilon i_1}{1 + k_{21}\varepsilon i_1}\right]\right\} = 0.$$

Решение дает оптимальную величину

$$\varepsilon_0 = \sqrt{\frac{1+y}{1+y+\pi x_к} k_{12}}.$$

К рассматриваемому случаю в полной мере относятся выводы, обоснованные в приложении 5, согласно которым с достаточной точностью можно принять условия (5.69). Поэтому практически

$$\varepsilon_0 = \sqrt{\frac{1+y}{1+y+\pi x_к}}. \qquad (8.39)$$

Таким образом, как и при условии u = const, величина $\varepsilon_0 < 1$, но теперь конкретные значения ε_0 определяются только геометрией трансформатора. Для прежнего БТ ε_0, рассчитанное по формуле (8.39) при $y = 1$, равно 0,63, при $y = 2$ равно 0,7, т. е. опять-таки заметно меньше 1.

На рис. 8.9 по выражению (8.38) в относительных единицах построены зависимости $p_к$ от ε. (При $\varepsilon = \varepsilon_0$ $p_к = p_{к min}$ и принято $p_{к min} = 1$.) Кривые при различных значениях i_1 практически совпадают.

Выводы из рассмотрения рис. 8.9 таковы же, что и из рис. 8.7, но значительный рост $p_к$ наблюдается при отклонении ε от ε_0 как в меньшую, так и в бóльшую сторону. Для принимаемых в настоящее время значений $\varepsilon = 1 \div 1,3$ увеличение $p_к$ против минимально возможной величины составляет 3—12% в зависимости от геометрии трансформатора. При больших отклонениях ε от ε_0 проигрыш возрастает еще больше. Отметим, что в соответствии с изложенным в приложении 5 проигрыш при увеличении ε против ε_0 будет несколько выше, чем указанный.

Практически возникает необходимость отступать от оптимальной величины ε_0 из-за дискретности ряда диаметров проводов и по другим причинам. Из кривых рис. 8.9 видно, что без заметного проигрыша можно варьировать величиной ε в пределах от —15 до +25% от ε_0. Большие отклонения нежелательны.

Сделанные выводы относятся в равной мере к трансформаторам нормальной и повышенной частоты, ибо никаких

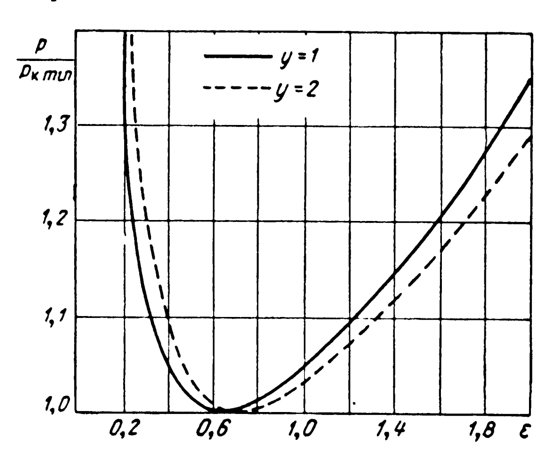


Рис. 8.9. Зависимость потерь в катушке от соотношения плотностей тока обмоток.

ограничений по частоте при анализе не накладывалось. Выводы легко распространить и на многообмоточные трансформаторы, как это было сделано в предыдущем случае $u = \text{const}$.

Отношение плотностей тока обмоток и тепловой режим т. м. м. Для т. м. м., у которых перегрев является основным критерием проектирования, необходимо рассмотреть, как влияет выбор ε на тепловой режим. Действительно, с изменением ε происходит перераспределение потерь между обмотками, следовательно, можно ожидать и изменения внутренних перепадов температуры в катушке. Это, в свою очередь, может привести к изменению температуры наиболее нагретой точки катушки $\tau_м$ (гл. 7).

Определим, не будут ли эти обстоятельства препятствовать выбору $\varepsilon = \varepsilon_0$. Для т. м. м., проектируемых при заданном падении напряжения, перегрев обычно не кри-

тичен, и этот вопрос не возникает. Очевидно, что среднеобъемный перегрев обмоток при условии $\varepsilon = \varepsilon_0$ будет минимальным, ибо при этом минимальны потери. Однако в известной мере затрудняется отвод тепла от внутренних слоев обмотки, ибо выделяющиеся там потери больше, чем при условии $\varepsilon \gg 1$, из-за роста плотности тока j_1. Поэтому надо рассмотреть влияние внутреннего перепада температур по толщине катушки. С одной стороны, этот перепад при увеличении j_1 возрастает за счет увеличения тепловыделения в единице объема обмотки, с другой стороны, указанный рост сдерживается уменьшением толщины данной обмотки и уменьшением суммарных потерь в катушке.

Ограничимся рассмотрением идеализированной картины. Примем такие допущения, которые, с одной стороны, позволят получить наглядное решение, выявить суть интересующего нас явления, с другой стороны, заведомо приводят к получению гарантированного результата, т. е. к преувеличению роли перепада $\tau_в$. В § 7.5 было показано, что величина $\tau_в$ играет большую роль у ТТ и гораздо меньшую — у БТ, СТ. Поэтому обратимся к ТТ.

Чтобы не осложнять картину побочными явлениями и полнее выявить роль перераспределения потерь $p_к$, рассмотрим режим работы ТТ при отсутствии потерь в сердечнике ($p_с = 0$). Наличие этих потерь не внесет ничего нового, поскольку изменение величины ε никак не связано с величиной $p_с$, и составляющая перепада $\tau_в$, вызванная потерями $p_с$, в сравниваемых вариантах неизменна. Используя приведенные в § 7.5 обозначения и выражения (7.23), (7.22), получаем при $p_с = 0$ $\tau_в = \tau_{в21} + \tau_{в11} + \tau_{в22}$, где $\tau_{в11} + \tau_{в22}$ находится по уравнению (7.24). Поскольку нас интересует режим трансформатора при постоянной мощности, подставим в уравнение (7.24) j_2 из условий (8.31), что дает

$$\tau_{в11} + \tau_{в22} = \frac{\rho}{2\lambda k_{ок}} c_к^2 (1 + i_1)^2 \left(\frac{P}{C_1}\right)^2.$$

Сумма $\tau_{в11} + \tau_{в22}$ обладает интересным свойством: при постоянной мощности P она не зависит от ε и есть величина постоянная, поскольку для данного трансформатора все входящие в полученную формулу величины также постоянны. Следовательно, изменение $\tau_в$ при вариациях ε возможно только за счет составляющей $\tau_{в21}$. Выразим в формуле (7.22) потери $p_{к1}$ через $p_{к2}$ из (8.41), $p_к$ — из (5.36), j_2 — из (8.31) и используем также (7.15). Это приводит к выражению

$$\tau_{в21} = \frac{\rho}{\lambda k_{ок}} c_к^2 \frac{i_1}{\varepsilon} \frac{\varphi_{w1}}{\varphi_{w2}} \left(\frac{P}{C_1}\right)^2.$$

В оба последних выражения входит член $(P/C_1)^2$. Определим его при помощи формул (8.31) и (7.25) для режима $\varepsilon = \varepsilon_0$:

$$\left(\frac{P}{C_1}\right)^2 = \frac{k_{ок} p_{к2\varepsilon0}}{\rho s_{ок} l_{2\varepsilon0} (1 + \varepsilon_0 i_1)}.$$

Здесь и далее индексы «ε0» представлены при величинах, соответствующих режиму $\varepsilon = \varepsilon_0$.

Используя три последних равенства, найдем максимальный перегрев $\tau_м$ в относительных единицах по сравнению с перегревом поверхности $\tau_п$ в режиме $\varepsilon = \varepsilon_0$ $(\tau_п = \tau_{\varepsilon 0})$. Очевидно, $\tau_{\varepsilon 0}$ есть минимально возможный перегрев, поскольку в рассматриваемом

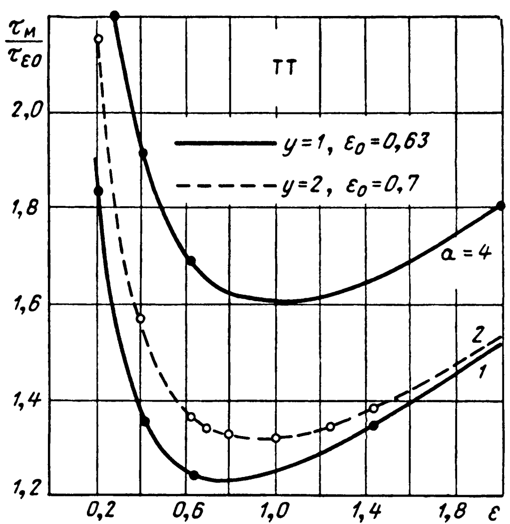


Рис. 8.10. Зависимость максимального перегрева от соотношения плотностей тока обмоток.

случае при $p_c = 0$ по формуле (7.15) $\tau_п \doteqdot p_к$, а при $\varepsilon = \varepsilon_0$ $p_к = p_{к\, min}$. Учитывая выражения (7.15) и (8.41) и переходя к изображениям геометрических величин (5.62), находим

$$\frac{\tau_м}{\tau_{\varepsilon 0}} = \frac{p_к}{p_{к\, min}} \left[1 + a\frac{\alpha}{\lambda}\frac{i_1}{1+i_1}\frac{x_к^2}{1+\varepsilon_0 i_1}\frac{\varphi_{п\, к}}{\varphi_{ок}\varphi_{w2\varepsilon 0}}\frac{1}{\dfrac{p_к}{p_{к\, min}}} \times \right.$$
$$\left. \times \left(\frac{1+i_1^2}{2i_1} + \frac{1}{\varepsilon}\,\frac{2+2y+\pi x_к \dfrac{\varepsilon i_1}{1+\varepsilon i_1}}{2+2y+\pi x_к \dfrac{1+2\varepsilon i_1}{1+\varepsilon i_1}} \right) \right],$$

где $x_к$, φ_i определены из табл. 5.4 при $\varepsilon = \varepsilon_0$ (8.39).

Отношение $p_к/p_{к\, min}$ само зависит от ε по условию (8.38), если раскрыть функции $\Phi_{к1}$, $\Phi_{к2}$ по (8.32). По найденному выражению можно рассчитать для любых условий относительную величину $\tau_м/\tau_{\varepsilon 0}$. Рассмотрим наиболее благоприятный случай очень широкого окна: $x = 4{,}5$; $x_к \approx 1$ (взято $\delta_x = 1{,}5$). Приводим на рис. 8.10 результаты расчетов $\tau_м/\tau_{\varepsilon 0}$ при разных значениях a, $y = 1$

и $y = 2$ и других указанных условиях (охлаждающей ролью внутреннего окна пренебрегаем). Коэффициент α берем по выражениям (7.11), λ — по (7.13) для пропитанных обмоток. Принято также $\tau_{\varepsilon 0} = 35$ *град*, $i_1 = 1$. Кривые при $i_1 > 1$ практически совпадают с приведенными кривыми.

Из рис. 8.10, построенного по результатам сделанного анализа, видно, что минимальные перегревы $\tau_м$ соответствуют значениям $\varepsilon < 1$ и принятие условия $\varepsilon > 1$ не диктуется условиями нагрева. При не очень больших размерах трансформатора точки минимума $\tau_м$ хотя и лежат несколько правее точек ε_0, но сами величины $\tau_м$ при $\varepsilon = \varepsilon_0$ практически совпадают с минимальными. Только у больших т. м. м. ($a \geqslant 3 \div 4$ *см*) оптимальные значения ε начинают тяготеть к $\varepsilon = 1$. Если подобная картина имеет место для ТТ, то тем более она будет справедлива для БТ, СТ. Как правило, перегрев наиболее нагретой точки в режиме $\varepsilon = \varepsilon_0$ не должен превышать такового при $\varepsilon = 1$. Исключение могут составить т. м. м. больших размеров, особенно с непропитанными обмотками.

Таким образом, осуществление оптимального режима $\varepsilon = \varepsilon_0$ не встречает обычно препятствий с точки зрения теплового состояния т. м. м. Основным преимуществом этого режима для т. м. м., проектируемых при заданном перегреве, является уменьшение потерь $p_к$ и повышение к. п. д. при сохранении перегрева (уменьшение размеров т. м. м. здесь практически неосуществимо).

Соотношение плотностей тока и стоимость т. м. м. Выбор соотношения ε имеет еще один аспект — аспект стоимости т. м. м. На стоимости т. м. м. в значительной мере сказывается стоимость использованных проводов $Ц_п$. Если бы цены на провода не зависели от их сечений, то выбор $\varepsilon = \varepsilon_0$ автоматически обеспечивал бы минимум стоимости $Ц_п$, поскольку при этом для заданных падений напряжения или потерь расход проводникового материала минимален. Но такая зависимость существует, поэтому данный аспект вопроса нуждается в дополнительном анализе, ибо величина ε определяет диаметры проводов обмоток.

Соответствующий анализ показывает, что стоимость $Ц_п$ зависит от величины ε; оптимальные значения ε по стоимости $\varepsilon_{ц\,п}$ зависят от соотношения вторичного и первичного напряжений U_2/U_1; при $U_2/U_1 \approx 1$ справедливо условие $\varepsilon_{ц\,п} \approx \varepsilon_0$, при $U_2/U_1 < 1$ — условие $\varepsilon_{ц\,п} < \varepsilon_0$, при $U_2/U_1 > 1$ — условие $\varepsilon_{ц\,п} > \varepsilon_0$, причем степени неравенств

Таблица 8.4

Роль соотношения ε (эксперимент)

Условия опыта	ε	P_2, *вт*	Потери, *вт*			При P_2 = const		Перегрев, *град*		
			$p_{к1}$	$p_{к2}$	$p_к$	$p_к$	$p_к/p_{к\,min}$	τ_1	τ_{1-2}	τ_2
f = 50 *гц*, p_c = 1,4 *вт*, I = 1,2 *а*	0,22	71,7	9	2,6	11,6	11,3	1,51	64	59	54
	0,48	70,7	5,1	3,1	8,2	8,1	1,08	47	45	44,8
	0,65	70,6	3,85	3,75	7,6	7,5	1	41,8	42,6	41
	0,75	70,6	3,9	3,8	7,7	7,6	1,01	42	42,7	41
	1	70,3	3,4	4,5	7,9	7,85	1,05	42,8	43	42,5
	1,33	69,6	3,1	5,4	8,5	8,6	1,14	43,8	45,2	44
	3	66,1	2,5	10,7	13,2	13,9	1,85	61	62	64,7
f = 400 *гц*, p_c = 8 *вт*, I = 0,8 *а*	0,65	280	1,75	1,65	3,4	3,4	1	45,5	45,4	42,2
	1	279,6	1,6	2	3,6	3,6	1,06	46	46,2	43,4
	1,33	279,2	1,5	2,4	3,9	3,9	1,15	48	48,2	47
	2,1	278,2	1,4	3,4	4,8	4,9	1,44	51,6	52,7	52

соответствуют друг другу; во всех случаях $\varepsilon_{ц\ п} < 1$, а стоимость $Ц_п$ при $\varepsilon = \varepsilon_0$ близка к минимальной. Последнее показывает, что дополнительно к другим преимуществам выбор режима $\varepsilon = \varepsilon_0$ позволяет также несколько снизить стоимость затраченных материалов и т. м. м. в целом.

Экспериментальные материалы. Эксперимент подтверждает полученные принципиальные результаты о влиянии величины ε на потери $p_{к1}$, $p_{к2}$, $p_к$ и перегрев $\tau_м$.

Для опытов были взяты т. м. м. с максимально открытым и закрытым сердечником — БТ и ТТ. Размеры трансформаторов и относительная толщина катушек взяты достаточно большими, чтобы условия теплоотвода из внутренних частей катушки были менее благоприятны. В качестве примера приведем результаты испытаний БТ с сердечником ШЛ 20×32, $x = 1$, $y = 1{,}6$; катушки пропитаны.

Изменение ε осуществлялось следующим образом. Обмотка экспериментального образца наматывалась одним проводом, делилась на большое число одинаковых секций (по числу слоев намотки) и концы каждого слоя выводились наружу. Для получения разных ε все имеющиеся секции разбивались между первичной и вторичной обмотками в различных пропорциях и внутри каждой обмотки соединялись параллельно. Число витков в обеих обмотках при этом всегда оказывалось одним и тем же, но эффективные сечения витка и соответственно плотности тока последовательно изменялись. Измерялись перегревы в трех характерных сечениях катушки, а также среднеобъемные τ_1 и τ_2 (все обозначения по § 7.5, 7.6).

Результаты испытаний для двух крайних режимов $p_к \gg p_с$, $p_к \ll p_с$ представлены выборочно в табл. 8.4 при $i_1 = 1{,}03 \div 1{,}15$. Теоретическая величина ε_0, определенная из условия минимальных потерь $p_к$, составляет 0,68 (см. табл. 8.2). Она хорошо совпадает с опытной оптимальной величиной ε, при которой потери $p_к$ и перегрев $\tau_м$ минимальны.

Если по опытным данным рассчитать падение напряжения u в соответствии с (8.27), то можно убедиться аналогичным образом в хорошем совпадении теоретических и экспериментальных результатов и для этого случая.

8.5. Обобщенные условия соразмерности падений напряжения и потерь в обмотках

Условия соразмерности определяют соотношение потерь или падений напряжения первичной и вторичной обмоток, при котором достигается минимум первой или второй вели-

чины на трансформатор в целом. Рассмотрим эти условия, используя материал предыдущего параграфа.

Соразмерность потерь в обмотках. Классическое условие соразмерности потерь, среди других условий соразмерности, было установлено М. Видмаром и гласит [66]:

$$p_{\text{к}1} = p_{\text{к}2}, \quad \varepsilon_p = p_{\text{к}1}/p_{\text{к}2} = 1. \tag{8.40}$$

Известно, что многие идеальные условия соразмерности невыполнимы на практике из-за насыщения сердечника и невозможности реализовать теоретически оптимальную индукцию [165]. Однако выполнение условия (8.40) подобных препятствий не встречает.

Известно также, что отдельные условия соразмерности Видмара, даже в идеализированном виде, носят частный характер и в общем случае не являются справедливыми. Это было показано В. А. Трапезниковым в части оптимального соотношения стоимостей стали и меди с учетом различных соотношений стоимостей сердечника и обмотки, взятых на единицу их объемов [206]. Покажем, что условие (8.40) также носит ограниченный характер и является частным случаем общего условия соразмерности потерь. Общее условие можно получить, если использовать выведенные выше уравнения потерь $p_{\text{к}1}$ и $p_{\text{к}2}$ (8.32), приняв в них соотношение плотностей тока ε равным оптимальному $\varepsilon = \varepsilon_0$ по выражению (8.39). Из уравнений (8.32), (8.33) с учетом (5.69) находим обобщенное условие соразмерности $\varepsilon_p = \varepsilon_{p0}$, принимая $\varepsilon = \varepsilon_0$:

$$\varepsilon_{p0} = \left(\frac{p_{\text{к}1}}{p_{\text{к}2}}\right)_{\varepsilon 0} = \left(\frac{\Phi_{\text{к}1}}{\Phi_{\text{к}2}}\right)_{\varepsilon 0} = i_1 \left[\frac{1}{\varepsilon_0} \frac{1 + \dfrac{\pi x_{\text{к}}}{2+2y} \dfrac{\varepsilon_0 i_1}{1+\varepsilon_0 i_1}}{1 + \dfrac{\pi x_{\text{к}}}{2+2y} \dfrac{1+2\varepsilon_0 i_1}{1+\varepsilon_0 i_1}}\right],$$

где ε_0 определяется по выражению (8.39).

Сомножитель в квадратных скобках при любых условиях практически равен единице. Это видно из результатов вычислений данного сомножителя при отношениях $(2 + 2y)/\pi x_{\text{к}}$, полностью охватывающих возможные значения параметров y и $x_{\text{к}}$. Вот эти результаты: (более ощутимые отклонения цифр от 1 в правом нижнем углу соответствуют практически нереальным случаям):

$(2+2y)/\pi x_к$	Сомножитель при токах i_1			
	1	1,2	1,5	2
8	1,00	1,00	1,00	1,00
2,5	1,00	0,99	0,98	0,97
1	1,00	0,98	0,95	0,91

Учитывая сказанное, с большой точностью

$$\varepsilon_{p0}=i_1,\ p_{к1}=i_1 p_{к2},$$
$$p_{к2}=p_к/(1+i_1),\ p_{к1}=p_к/(1+i_1). \qquad (8.41)$$

В отличие от ε_0, величина ε_{p0} не зависит от геометрии трансформатора и целиком определяется током i_1. Классическое условие соразмерности (8.40) тождественно получается из обобщенного условия (8.41) при $i_1=1$ и есть его частный случай при отсутствии намагничивающего тока ($i_{0r}=0$, $i_{0a}=0$, $i_1=1$). Если для обычных мощных трансформаторов величина i_1 не сильно отличается от единицы и полученный вывод представляет лишь теоретический интерес, то для т. м. м., как и некоторых специальных трансформаторов, где неравенство $i_1>1$ существенно, этот вывод и практически важен для наиболее рационального проектирования.

Расхождение условий $p_{к1}=p_{к2}$ и $p_к=p_{к\,min}$ в общем случае можно доказать и другим способом. Найдем величину ε_{1-2}, при которой реализуется условие $p_{к1}=p_{к2}$, взяв $\Phi_{к1}$, $\Phi_{к2}$ из выражений (8.32) и решив относительно ε уравнение $\Phi_{к1}=\Phi_{к2}$. Это решение дает

$$\varepsilon_{1-2}=\frac{1}{2}\,\frac{i_1^2-1}{i_1}\,\frac{1+y+\frac{\pi}{2}x_к}{1+y+\pi x_к}+\sqrt{\left[\frac{1}{2}\,\frac{i_1^2-1}{i_1}\,\frac{1+y+\frac{\pi}{2}x_к}{1+y+\pi x_к}\right]^2+\frac{1+y}{1+y+\pi x_к}}\,.$$

Величина ε_{1-2} не совпадает с условием (8.39) минимума потерь $\varepsilon=\varepsilon_0$, что и требовалось подтвердить. Это совпадение наступит лишь в частном случае при $i_1=1$.

В заключение заметим, что если взята произвольная величина $\varepsilon\neq\varepsilon_0$, то соотношение потерь неоптимально и для него можно получить в первом приближении

$$\varepsilon_p=p_{к1}/p_{к2}=i_1\varepsilon_0/\varepsilon. \qquad (8.42)$$

Условие соразмерности (8.41) вытекает из (8.42) при $\varepsilon=\varepsilon_0$.

Соразмерность падений напряжения. Обозначим

$$\varepsilon_u = u_1/u_2, \tag{8.43}$$

где падения напряжения отдельно по обмоткам составляют в соответствии с формулой (8.15)

$$u_1 = (U_1 - E)/U_1, \quad u_2 = (E - U_2')/U_1.$$

Из уравнений, непосредственно предшествовавших выражению (8.30), получаем

$$u = \frac{1 + i_{0a}}{i_1^2} \Phi_{к1} P + \Phi_{к2} P, \tag{8.44}$$

откуда с учетом (8.32) находим условие соразмерности падений напряжения при $\varepsilon = \varepsilon_0$:

$$\varepsilon_{u0} = \left(\frac{u_1}{u_2}\right)_{\varepsilon 0} = \frac{1 + i_{0a}}{i_1^2} \left(\frac{\Phi_{к1}}{\Phi_{к2}}\right)_{\varepsilon 0} =$$

$$= \sqrt{\frac{1 + y + \pi x_к}{1 + y} (1 + i_{0a}) \left(\frac{\varphi_{w1}}{\varphi_{w2}}\right)_{\varepsilon 0}}, \tag{8.45}$$

где φ_{w1}, φ_{w2} определяются по (5.36) и по табл. 5.4 при $\varepsilon = \varepsilon_0$ по условию (8.36).

Решая уравнение $\frac{1 + i_{0a}}{i_1^2} \Phi_{к1} = \Phi_{к2}$ относительно ε, можно также найти величину $\varepsilon = \varepsilon_{1-2}$, при которой осуществляется равенство $u_1 = u_2$. Решение дает

$$\varepsilon_{1-2} = \varepsilon_0 + \frac{1}{4} \frac{i_{0a}}{i_1} \frac{2 + 2y + \pi x_к}{1 + y + \pi x_к}, \tag{8.46}$$

где ε_0 находится по (8.36).

Сравнивая формулы (8.36) и (8.46), видим, что условия минимума величины] u и равенства $u_1 = u_2$ совпадают только при $i_{0a} = 0$. Следовательно, в общем случае условие соразмерности (8.45) не совпадает с условием $u_1 = u_2$. Однако принятие ε по условию (8.46) вместо (8.36) не дает заметного увеличения u, а сами значения ε_0 и ε_{1-2} весьма близки друг к другу, так как обычно $i_{0a} \ll 1$. В этом наблюдается отличие от предыдущего случая соразмерности потерь. В табл. 8.2 приведены значения ε_{1-2} для тех же условий, что взяты при определении ε_0. Сравнивая по табл. 8.2 значения ε_0 и ε_{1-2}, видим, сколь они близки между собой. Из рис. 8.7 видно также, что отклонение величины u от минимума при $\varepsilon = \varepsilon_{1-2}$ совершенно незначительно.

Следовательно, вместо обобщенного условия соразмерности падений напряжения (8.45) во многих практических случаях достаточно пользоваться условием

$$\varepsilon_u = \varepsilon_{u0} = 1. \tag{8.47}$$

Глава 9

ОБОБЩЕННЫЕ ЗАКОНОМЕРНОСТИ ДЛЯ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ

9.1. Общие положения. Выражения для индукции и плотности тока

Чтобы получить обобщенные закономерности для показателей эффективности $э_i$, необходимо установить аналитические связи между мощностью т. м. м., всеми его геометрическими характеристиками и задаваемыми параметрами. Эти связи дают основные функциональные уравнения т. м. м., к выводу которых мы и приступим. Они различны для случаев заданного падения напряжения и заданного перегрева. Для их вывода используем основные уравнения мощности (§ 8.1) и установленные для каждого из этих случаев специфические соотношения. Пользуемся также методом изображений (§ 5.3, табл. 5.2—5.4). В качестве базисного примем уравнение мощности (8.7):

$$P_2 = P - p_{к2} = 4{,}44 f k_c k_{ок} \frac{\varphi_s \varphi_{ок}}{1+\varepsilon i_1} j_2 B a^4 \cdot 10^{-2} - p_{к2}. \quad (9.1)$$

Основной задачей является теперь нахождение обобщенных зависимостей для плотности тока j_2 и индукции B в полученном выражении. Начнем с первой величины. Ее определяем через потери $p_{к2}$ из формулы (5.36):

$$j_2 = \sqrt{\frac{p_{к2}(1+\varepsilon i_1)}{k_{ок} \rho \varphi_{ок} \varphi_{w2} a^3}}, \quad (9.2)$$

где $k_{ок}\varphi_{ок} = k_0\varphi_0$ определяется по выражениям (5.63), (5.64), (5.55). Потери $p_{к2}$ находятся в функции мощности P или P_2 различно для условий $u = \text{const}$, $\tau = \text{const}$ (см. ниже).

Различно в различных случаях определяется и индукция B в уравнении (9.1). Подробно вопрос о выборе оптимальных

значений B анализируется в § 11.2, сошлемся также на данные § 5.4 (рис. 5.8). Используя материалы § 5.4 и 11.2, можно установить следующее. Практически при условии $u = \text{const}$ можно принять $B = \text{const}$. То же имеет место и при условии $\tau = \text{const}$ для ТВР. При условии $\tau = \text{const}$ и ТЕР действует принципиальная зависимость (5.76). (Понятия ТВР и ТЕР разъяснены в § 5.4, 7.6, 14.3.) Конкретизируем эту зависимость, воспользовавшись равенством (5.26):

$$B = \sqrt{\frac{p_\text{с}}{n_\text{с}\varphi_\text{с}a^3}}\,. \tag{9.3}$$

Из выражений (5.20) получаем также

$$p_\text{с} = \frac{\nu}{\nu+1}(p_\text{с}+p_\text{к}), \tag{9.4}$$

а из формул (7.50) с учетом изображения $\Pi_\text{к} = \varphi_{\text{п к}}a^2$

$$p_\text{с}+p_\text{к} = \alpha\frac{\tau_\text{м}}{\Gamma}\,Б\varphi_{\text{п к}}a^2, \tag{9.5}$$

где $Б$ определяется по выражениям (7.45), (7.51); Γ для т. м. м. с закрытым сердечником — по выражениям (7.30) или (7.54), (7.55), с открытым сердечником — по (7.47) или (7.56), (7.57).

Подставляя (9.5) и (9.4) в формулу (9.3), находим для ТЕР

$$B = \sqrt{\frac{\nu}{\nu+1}\,\frac{\alpha\tau_\text{м}Б\varphi_{\text{п к}}}{n_\text{с}\Gamma\varphi_\text{с}a}}\,. \tag{9.6}$$

Для ТВР и для т. м. м. при условии $u = \text{const}$ индукцию приходится ограничивать по сравнению с получаемой из этой формулы и в качестве постоянной (принимаемой) величины $B = \text{const}$ брать

$$B = B_s, \tag{9.7}$$

где B_s — некоторая предельная для каждого магнитного материала величина, за которой начинается не контролируемое условиями изготовления материала и сердечника возрастание напряженности поля (намагничивающего тока) при увеличении индукции. Величину B_s следует устанавливать с учетом возможных повышений напряжения (следовательно, и индукции) в процессе эксплуатации.

Для типовых условий можно принять такие данные:

Материал	Сталь Э3...	Сталь Э4...	Сплав 50Н	Сплав 80НХС
B_s, *тл*	1,6	1,25	1,3	0,6

(9.8)

Ниже (§ 11.2) показано, что значения $B = B_s$ практически оптимальны.

В § 7.6 доказывалось, что эффективность теплового использования конструкции у т. м. м. в значительной мере определяется соотношением потерь ν по (5.20), причем при малых ν невозможно получить оптимальный тепловой режим. Но, ограничивая индукцию B, мы одновременно, согласно выражению (5.24), уменьшаем потери p_c и величину ν. Следовательно, принимая вынужденно $B = B_s$, мы не можем реализовать оптимальный тепловой режим и должны мириться с тем вынужденным режимом, в который попадает т. м. м. Поэтому режим работы т. м. м. при индукции $B = B_s$, меньшей, чем по формуле (9.6), и назван нами вынужденным тепловым режимом (ТВР). В подобных режимах соотношение потерь ν получается произвольным в соответствии с достигнутым при индукции $B = B_s$ уровнем потерь p_c по (5.24). При этом ν заведомо меньше оптимальной величины ν_0, обеспечивающей оптимальный тепловой режим.

Ниже будет показано (§ 9.3), что оптимальные значения ν либо больше единицы, либо близки к единице. Если ограничений по реализации индукции B нет и может быть взята любая величина ν, заключенная между значениями $\nu = 1$ и $\nu = \nu_0$, такой режим работы т. м. м. можно считать естественным тепловым режимом (ТЕР).

Итак, для ТЕР B определяется по выражению (9.6) с ограничениями

$$B \leqslant B_s, \quad 1 \leqslant \nu \leqslant \nu_0, \tag{9.9}$$

для ТВР и при условии $u = \text{const}$ — по тому же выражению с ограничениями

$$B = B_s, \quad \nu < \nu_0. \tag{9.10}$$

Так как осуществимость того или иного режима согласно зависимости (9.6) определяется параметром $\tau_м/n_c a \doteqdot \tau_м/p_1 a$, то к ТВР будут тяготеть т. м. м. при понижении частоты

питания (снижение p_1), улучшении качества сердечника (снижение p_1), уменьшении мощности (уменьшение размера a) и повышении перегрева (рост $\tau_м$). Наоборот, к ТЕР тяготеют т. м. м. повышенной частоты, большей мощности и при низких перегревах.

В соответствии со сказанным т. м. м., работающие в естественном тепловом режиме, для наглядности можно было бы назвать трансформаторами повышенной частоты; т. м. м., работающие в вынужденном тепловом режиме,— трансформаторами нормальной частоты, как это сделано автором в работе [26]. Поскольку, однако, как уже отмечалось, возможны любые сочетания в этом отношении, будем для общности и строгости изложения придерживаться первых терминов. (Действительно, т. м. м. в несколько вольт-ампер и при повышенной частоте будет работать в вынужденном тепловом режиме; наоборот, т. м. м. нормальной частоты мощностью около 1 *ква* при перегреве, скажем, $\tau_м = 20$ *град* будет работать в естественном тепловом режиме и т. д.)

Используя полученные зависимости (9.1)—(9.7), можно получить основные функциональные уравнения.

9.2. *Основные функциональные уравнения*

При заданном падении напряжения. Учитывая падения напряжения раздельно по обмоткам (u_1, u_2) в соответствии с выражением (8.43), получаем

$$u = u_1 + u_2 = u_2(1 + \varepsilon_u). \tag{9.11}$$

Заменяем

$$U_1 = U_2' + (U_1 - E) + (E - U_2') = U_2' + (E - U_2')(1 + \varepsilon_u).$$

Тогда

$$u_2 = \frac{E - U_2'}{U_2' + (1 + \varepsilon_u)(E - U_2')}, \tag{9.12}$$

и, умножив числитель и знаменатель на ток I, находим

$$u_2 = \frac{P - P_2}{P_2 + (1 + \varepsilon_u)(P - P_2)}.$$

Но по выражению (8.7) $P - P_2 = p_{к2}$, поэтому

$$u = \frac{(1 + \varepsilon_u)\, p_{к2}}{P_2 + (1 + \varepsilon_u)\, p_{к2}}. \tag{9.13}$$

Отсюда

$$p_{к2}=\frac{u}{(1+\varepsilon_u)(1-u)}P_2. \qquad (9.14)$$

Подставляя это выражение в формулу (9.2), получаем

$$j_2=\sqrt{\frac{uP_2}{k_{ок}\rho\varphi_{w2}\varphi_{ок}a^3(1+\varepsilon_u)(1-u)}}. \qquad (9.15)$$

Решая теперь совместно систему выражений (9.1), (9.14), (9.15), получаем окончательно основное функциональное уравнение при заданном падении напряжения:

$$P_2=(4{,}44k_c f 10^{-2})^2\frac{k_{ок}B^2}{\rho}\times$$
$$\times\frac{u(1-u)(1+\varepsilon_u)}{[1+\varepsilon_u(1-u)]^2}\frac{\varphi_s^2\varphi_{ок}}{(1+\varepsilon i_1)\varphi_{w2}}a^5. \qquad (9.16)$$

Удельное сопротивление ρ зависит от температуры по формуле (5.37).

При оптимальном проектировании в (9.16) соотношения ε и ε_u следует брать оптимальными: $\varepsilon=\varepsilon_0$ — по выражению (8.36), $\varepsilon_u=\varepsilon_{u0}$ — по (8.45). Согласно выводам § 8.5 с высокой точностью можно также брать $\varepsilon=\varepsilon_{1-2}$ по формуле (8.46), $\varepsilon_u=1$ по (8.47). Обозначим

$$A_\varepsilon=\frac{(1+\varepsilon_u)(1-u)}{(1+\varepsilon i_1)[1+\varepsilon_u(1-u)]^2}$$

и получим

$$P_2=u\frac{(4{,}44k_c f\cdot 10^{-2})^2}{\rho}k_{ок}B^2A_\varepsilon\frac{\varphi_s^2\varphi_{ок}}{\varphi_{w2}}a^5. \qquad (9.17)$$

Видно, что мощность т. м. м. при заданной величине u сложным образом связана с размерами, поскольку в тонком анализе многие коэффициенты являются переменными величинами, зависящими от абсолютных размеров и других факторов ($k_{ок}$, i_1, φ_{w2}). Однако, если эти зависимости не учитывать, то выражение (9.17) достаточно наглядно для количественного анализа зависимости мощности от основных факторов. Строгий учет всех факторов приводит к некоторой количественной корректировке этих выводов (см. ниже).

При заданном перегреве для ТВР. Обратимся к соотношению потерь в обмотках (8.42), из которого следует

$$p_{к2}=p_к/(1+\varepsilon_p). \qquad (9.18)$$

Подставляя $p_{\text{к}2}$ в выражение (9.2) для плотности тока j_2, получаем

$$j_2 = \sqrt{\frac{p_{\text{к}}}{k_{\text{ок}}\rho\varphi_{w2}\varphi_{\text{ок}}a^3}\frac{1+\varepsilon i_1}{1+\varepsilon_p}}, \tag{9.19}$$

где на основании выражений (5.20)

$$p_{\text{к}} = (p_{\text{с}} + p_{\text{к}})/(1+\nu), \tag{9.20}$$

причем $(p_{\text{с}} + p_{\text{к}})$ определяются по (9.5).

Сделав подстановки, находим

$$j_2 = \sqrt{\frac{\alpha\tau_{\text{м}}}{1+\nu}\frac{1}{k_{\text{ок}}\rho}\frac{1+\varepsilon i_1}{1+\varepsilon_p}\frac{\varphi_{\text{п к}}Б}{\varphi_{\text{ок}}\varphi_{w2}Г}\frac{1}{a}}. \tag{9.21}$$

Решая уравнение (9.1) совместно с уравнениями (9.18), (9.20), (9.5), (9.21), получаем основное функциональное уравнение при заданном перегреве для ТВР

$$P_2 = 4{,}44\cdot 10^{-2} f k_{\text{с}} B \sqrt{\frac{k_{\text{ок}}\alpha\tau_{\text{м}}}{\rho(1+\nu)}}\varphi_s\sqrt{\frac{\varphi_{\text{ок}}\varphi_{\text{п к}}Б}{(1+\varepsilon_p)(1+\varepsilon i_1)\varphi_{w2}Г}}a^{7/2} - \frac{\alpha\tau_{\text{м}}}{1+\nu}\frac{\varphi_{\text{п к}}Б}{(1+\varepsilon_p)Г}a^2. \tag{9.22}$$

Здесь B, ν определяются по выражениям (9.7), (9.10), ρ — по (5.37). Вводя зависимость α (7.12), найдем, вспоминая, что $\tau = \tau_{\text{м}}/Г$, и используя изображение $z_{\text{к}}$ для $h_{\text{к}}$,

$$P_2 = 4{,}44\cdot 10^{-2} f k_{\text{с}} B \sqrt{\frac{k_{\text{ок}}}{\rho}\frac{m_{\text{т}}\alpha_{\tau h0}}{1+\nu}\tau_{\text{м}}^{1+(1/\sigma_2)}}\varphi_s \times \sqrt{\frac{\varphi_{\text{ок}}\varphi_{\text{п к}}Б}{(1+\varepsilon_p)(1+\varepsilon i_1)\varphi_{w2}Г^{1+(1/\sigma_2)}\sqrt[\theta]{z_{\text{к}}}}}a^{(7/2)-(1/2\theta)} - \frac{m_{\text{т}}\alpha_{\tau h0}}{1+\nu}\tau_{\text{м}}^{1+(1/\sigma_2)}\frac{\varphi_{\text{п к}}Б a^{(2\theta-1)/\theta}}{(1+\varepsilon_p)Г^{1+(1/\sigma_2)}\sqrt[\theta]{z_{\text{к}}}}. \tag{9.23}$$

При оптимальном проектировании соотношение ε следует брать оптимальным: $\varepsilon = \varepsilon_0$ — по формуле (8.39). Метод точного нахождения соотношения ν будет изложен ниже.

Обозначим

$$A_\varepsilon = 1/\sqrt{(1+\varepsilon_p)(1+\varepsilon i_1)}. \tag{9.24}$$

Тогда из (9.22) получаем более простое уравнение для электромагнитной мощности:

$$P = 4{,}44\cdot 10^{-2} f k_{\text{с}} B \sqrt{\frac{k_{\text{ок}}\alpha\tau_{\text{м}}}{\rho(1+\nu)}}A_\varepsilon\varphi_s\sqrt{\frac{\varphi_{\text{ок}}\varphi_{\text{п к}}Б}{\varphi_{w2}Г}}a^{7/2}, \tag{9.25}$$

Видно, что мощность P при заданном перегреве $\tau_м$ сложным образом связана с размерами т. м. м., причем многие коэффициенты уравнения (9.23) сами являются переменными, зависящими от абсолютных размеров, а также от иных факторов ($k_{ок}$, ν, i_1, φ_{w2} и др.).

Сравнивая уравнения (9.17) и (9.25), видим, что при заданном падении напряжения и заданном перегреве результаты получились существенно отличными. В первом случае гораздо значимее зависимость от размеров, индукции, частоты, коэффициентов заполнения $k_с$ и $k_{ок}$, удельного сопротивления ρ, сечения сердечника (φ_s). Влияние заданной величины u более заметно, чем заданной величины $\tau_м$. Все это говорит о том, что т. м. м. при заданном падении напряжения более чувствительны к изменениям тех или иных условий, чем т. м. м. при заданном перегреве.

Детальный анализ производится далее.

При заданном перегреве для ТЕР. В данном случае в уравнениях (9.22), (9.23), полученных для ТВР, необходимо выразить индукцию B по выражению (9.6). Тогда после необходимых преобразований получаем основное функциональное уравнение при заданном перегреве для ТЕР:

$$P_2 = \frac{4,44}{\sqrt{10}} f \sqrt{\frac{k_с k_{ок}}{\rho\gamma_с p_1}} \frac{\sqrt{\nu}}{1+\nu} \alpha\tau_м \frac{Б}{Г} \times \varphi_s \varphi_{п\,к} \sqrt{\frac{\varphi_{ок}}{(1+\varepsilon_p)(1+\varepsilon i_1)\varphi_с \varphi_{w2}}} a^3 - \frac{\alpha\tau_м}{1+\nu} \frac{\varphi_{п\,к} Б}{(1+\varepsilon_p) Г} a^2 \quad \text{или} \tag{9.26}$$

$$P_2 = \frac{4,44}{\sqrt{10}} f \sqrt{\frac{k_с k_{ок}}{\rho\gamma_с p_1}} \frac{\sqrt{\nu}}{1+\nu} m_т \alpha_{\tau h0} \tau_м^{1+(1/\sigma_2)} \times \frac{Б}{Г^{1+(1/\sigma_2)}} \frac{\varphi_s \varphi_{п\,к}}{\sqrt[\theta]{z_к}} \sqrt{\frac{\varphi_{ок}}{(1+\varepsilon_p)(1+\varepsilon i_1)\varphi_с \varphi_{w2}}} a^{3-(1/\theta)} - \frac{m_т \alpha_{\tau h0}}{1+\nu} \tau_м^{1+(1/\sigma_2)} \frac{\varphi_{п\,к} Б}{(1+\varepsilon_p) Г^{1+(1/\sigma_2)} \sqrt[\theta]{z_к}} a^{2-(1/\theta)}. \tag{9.27}$$

Соотношение ν для ТЕР следует принимать оптимальным по выражению (9.9). Нахождение оптимальных значений $\nu=\nu_0$ рассмотрено в § 9.5 и 11.6.

Из уравнения (9.26) можно получить более простое уравнение для электромагнитной мощности:

$$P = \frac{4{,}44}{\sqrt{10}} f \sqrt{\frac{k_c k_{ок}}{\rho \gamma_c p_1}} \frac{\sqrt{\nu}}{\nu+1} \alpha \tau_м A_\varepsilon \frac{Б}{Г} \varphi_s \varphi_{п\,к} \sqrt{\frac{\varphi_{ок}}{\varphi_c \varphi_{w2}}} a^3, \quad (9.28)$$

где A_ε определяется по формуле (9.24).

Полученные уравнения отражают сложную зависимость мощности от размеров и других параметров т. м. м., причем некоторые величины (φ_i и i_1) сами являются функциями абсолютных размеров. О возможности количественного анализа выражения (9.25) можно сказать принципиально то же, что и о (9.17).

Уравнение (9.28) существенно отличается от аналогичного уравнения (9.25) для ТВР. Так, значительно действеннее роль величин $\tau_м$, α и $Б$, $\varphi_{п\,к}$, меньше зависимость мощности от размеров т. м. м. Принципиально те же выводы сохраняются и при сравнении со случаем заданного падения напряжения.

9.3. Нахождение соотношения потерь ν для общего анализа

Соотношение ν для ТЕР. Здесь надо найти оптимальную величину ν, которой следует задаваться при проектировании. Оценкой оптимальности можно считать в первом приближении получение максимальной мощности P у заданного трансформатора при условии постоянства перегрева. Соответствующее значение ν обозначим через ν_0. Для получения такой оценки необходимо решить уравнение $\partial P/\partial \nu = 0$, где P определяется выражением (9.28).

Опуская постоянные, не зависящие от ν, получаем условие оптимальности

$$\frac{\partial}{\partial \nu}\left(\frac{\sqrt{\nu}}{1+\nu}\frac{Б}{Г}\right) = 0. \quad (9.29)$$

В качестве ориентировочного предварительного условия положим $Б/Г = \mathrm{const}$. Тогда находим $\frac{1}{2}\nu_0^{-0,5} - \frac{1}{2}\nu_0^{0,5} = 0$, откуда

$$\nu_0 = 1. \quad (9.30)$$

Таким образом, первым ориентиром оптимальности режима работы т. м. м. является условие (9.30) $\nu = 1$. Однако если раскрыть в формуле (9.29) истинное значение $Б/Г$, то

это условие несколько изменится, причем для трансформаторов с закрытым сердечником (ТТ) и открытым (другие типы) результаты будут различны.

Соотношение ν *для ТТ*. Здесь $\beta = 0$, $Б = 1$, $Г = F(\nu)$ по выражению (7.30). Дифференцируя выражение (9.29), после подстановки $Г$ по (7.30) получаем

$$\nu_0 = \frac{1 + a\left(L'_{21} + L'_{ii}\right)\dfrac{\alpha}{\lambda}}{1 + aL'_c\dfrac{\alpha}{\lambda}}. \qquad (9.31)$$

Поскольку по формуле (7.31) или (7.32) всегда $(L'_{21} + L'_{ii}) < L'_c$, то $\nu_0 < 1$. Этот вывод в теоретическом плане заметно уточняет представления об оптимальных значениях ν. Видно, что величина ν_0 тем меньше, чем больше размеры ТТ (a), чем больше относительная толщина катушки $x_к$, т. е. параметр x, чем больше отношение α/λ (например, для непропитанного ТТ меньше, чем для пропитанного). Вот каковы, например, рассчитанные по выражению (9.31) значения ν_0 для ТТ при достаточно большом значении $x = 3$ и различных значениях a:

a, *см*,	0,5	1	2	4
ν_0 при $\lambda = 3 \cdot 10^{-3}$	0,96	0,95	0,92	0,88
ν_0 при $\lambda = 1 \cdot 10^{-3}$	0,92	0,91	0,88	0,84

Видно, что практически величина ν_0 весьма близка к 1, особенно для наиболее распространенных размеров ТТ. На рис. 9.1 для случая $a = 2$ построена по уравнению (9.28) зависимость P от ν в относительных единицах P/P_{max}, где P_{max} есть величина P при $\nu = \nu_0$. Из рисунка видно, что в оптимальной зоне экстремум кривой мощности выражен нерезко и практически величина P при $\nu = 1$ не отличается от P_{max}. Таким образом, для ТТ величину ν можно выбирать в диапазоне

$$\nu_0 \leqslant \nu \leqslant 1, \qquad (9.32)$$

где ν_0 определяется по уравнению (9.31).

Соотношение ν *для т. м. м. с открытым сердечником.* Здесь всегда $\beta > 0$, и в соответствии со сказанным в § 7.6

коэффициент перепада Γ весьма близок к единице из-за небольшой величины перепада. Поэтому в выражении (9.29) можно положить $\Gamma = 1$ и для нахождения ν_0 следует подставить в это выражение $Б$ из формулы (7.45):

$$\frac{\partial}{\partial\nu}\left[\frac{\sqrt{\nu}}{1+\nu}\left(1+m_1\beta\sqrt{\frac{\nu+m_0}{1+m_2\cdot 0{,}2\beta\nu}}\right)\right]=0.$$

Как показывает анализ, это уравнение в общем виде неразрешимо. Прибегая к некоторым искусственным приемам,

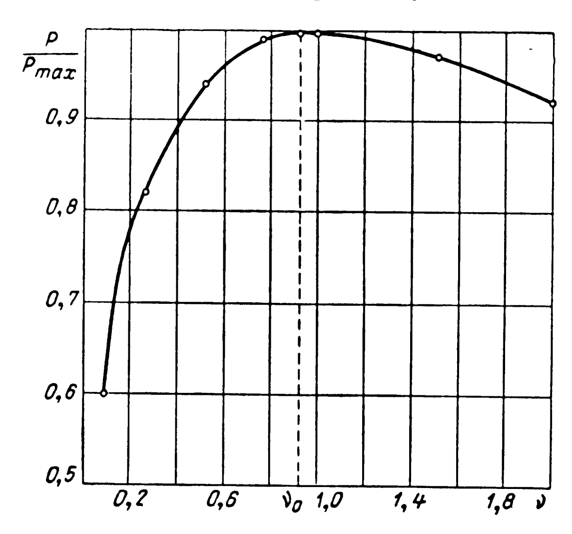


Рис. 9.1. Зависимость мощности ТЗС (ТТ) от соотношения потерь.

для зоны практических значений $0 \leqslant \beta \leqslant 5$ можно получить

$$\nu_0 = 1 + m_1\beta - m_2\cdot 0{,}2\beta^2$$

и для типовых условий (7.42)

$$\nu_0 = 1 + \beta - 0{,}2\beta^2. \qquad (9.33)$$

Поскольку в указанной зоне величина $\beta - 0{,}2\beta^2 > 0$, то всегда $\nu_0 > 1$. Как видим, результат обратный по сравнению с ТТ, где было получено $\nu_0 < 1$.

Построим теперь зависимости P от ν при разных β. Это сделано на рис. 9.2 для относительной величины P/P_{max}, где значение P_{max} берется при $\nu = \nu_0$. Для сравнения на рисунке нанесена та же кривая при $Б = 1$ ($\beta = 0$). Из рисунка видно, что точки ν_0 переместились вправо по оси

ν по сравнению с ТТ и что режимы $\nu > 1$ здесь более предпочтительны. Но, как и у ТТ, максимумы весьма пологи и отступления от режима $\nu = \nu_0$ в известных пределах вполне допустимы. Так, можно видеть, что допустимо отойти в сторону меньших значений ν, вплоть до значений,

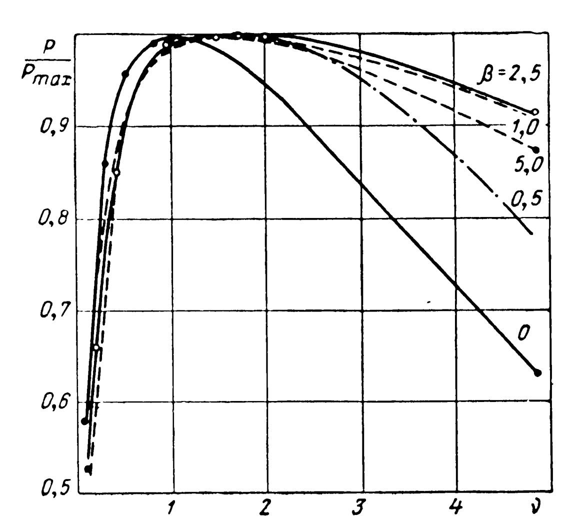


Рис. 9.2. Зависимость мощности ТОС от соотношения потерь.

близких к 1. Таким образом, для т. м. м. с открытым сердечником величину ν можно выбирать в диапазоне

$$1 \leqslant \nu \leqslant \nu_0, \tag{9.34}$$

где ν_0 определяется по формуле (9.33).

Неравенства (9.32) для ТТ и (9.34) для т. м. м. с открытым сердечником носят обратный характер.

Резюмируя сказанное, сделаем вывод, что если по тем или иным причинам точные данные об оптимальном значении ν отсутствуют, то в первом приближении для всех т. м. м при естественном тепловом режиме можно принимать значение ν по ориентировочному условию (9.30): $\nu = 1$. Это значение ν будем считать некоторым базисным, опорным значением. Более подробные данные об оптимальных значениях ν приведены ниже (см. § 11.6).

Соотношение ν для ТВР. В соответствии с определением ТВР (§ 5.4, 7.6, 14.3), материалами § 9.1 и выражением

(9.10) в данном случае теряет смысл понятие оптимального значения ν, и это соотношение получается принудительным в связи с ограничением сверху величины B. Отыскание для ТВР соотношения потерь ν, могущего принимать произвольные значения в диапазоне от 0 до 1, связано с известными трудностями. Рассмотрим методы определения этого соотношения. Они будут различны для трансформаторов с закрытым сердечником (ТТ) и открытым сердечником (другие типы).

Соотношение ν *для ТТ*. Выразим в формуле (7.15) τ через $\tau_м/\Gamma$ согласно выражению (7.19), а потери $(p_c + p_к)$ — из формулы (9.4). Одновременно по (5.62) перейдем к изображению $\Pi_к = \varphi_{п\ к}\, a^2$ и подставим Γ по уравнению (7.30). Тогда получаем

$$\frac{p_c}{\nu} = \frac{\alpha\tau_м\varphi_{п\ к}a^2}{1+\nu+a\frac{\alpha}{\lambda}(\nu L'_c + L'_{21} + L'_{ii})},$$

где α определяется по (7.11), (7.12), λ — по (7.13).

Решение относительно ν дает

$$\nu = \frac{L'_{21} + L'_{ii} + \frac{1}{a\alpha/\lambda}}{\frac{\lambda\tau_м\varphi_{п\ к}}{p_c}a - \left(L'_c + \frac{1}{a\alpha/\lambda}\right)}, \tag{9.35}$$

где L'_i определяется по выражению (7.31), p_c — по (5.26) в функции a.

В полученном выражении согласно (7.9) и (7.19)

$$\alpha \doteq \sqrt[\sigma_2]{\frac{\tau_м}{\Gamma}}. \tag{9.36}$$

Учет связи (9.36) является фактором второго порядка, ввиду отсутствия резко выраженной зависимости величин α от Γ и Γ от ν. Поэтому на основании данных § 7.5 практически можно принять некоторую среднюю величину

$$\Gamma = \Gamma_1 = 1{,}25, \tag{9.37}$$

взяв значение α при этой величине по формуле (9.36)

Более точно можно найти значение Γ, используя метод последовательных приближений, причем в первом приближении величина Γ_1 находится по выражению (7.30) при условии $\tau = \tau_м$ и некотором среднем значении $\nu = \nu_1$

(т. е. значении ν в первом приближении), причем

$$\nu_1 = 0{,}3. \tag{9.38}$$

Как показали вычисления, ошибка в конечном значении ν не превышает 1—3%, что совершенно несущественно. Окончательное значение ν находим после завершения всех вычислений по формуле

$$\nu = \frac{p_с}{(p_к + p_с) - p_с}, \tag{9.39}$$

где при известном a величины $p_с$ и $(p_с + p_к)$ определены выражениями (5.26) и (9.5) при $\nu = \nu_1$.

Соотношение ν *для т. м. м. с открытым сердечником.* Подставим в уравнение (9.5) сумму $(p_с + p_к)$ из выражения (9.4) и раскроем $Б$ по (7.45). Это приводит к уравнению

$$p_с \frac{1+\nu}{\nu} = \alpha\tau_м \frac{\varphi_{п\,к}}{Г} a^2 \left[1 + m_1\beta \sqrt{\frac{\nu + m_0}{1 + 0{,}2m_2\beta\nu}}\right]. \tag{9.40}$$

Обозначим

$$A_\nu = \frac{\alpha\tau_м\varphi_{п\,к}}{Г} a^2. \tag{9.41}$$

Преобразуем выражение (9.40) и получим

$$\frac{p_с - A_\nu}{A_\nu} + \frac{p_с}{\nu A_\nu} = m_1\beta \sqrt{\frac{\nu + m_0}{1 + 0{,}2m_2\beta\nu}}. \tag{9.42}$$

Возведя обе части равенства (9.42) в квадрат и проведя соответствующие алгебраические преобразования, приходим к кубическому уравнению относительно ν:

$$\left[m_1\beta^2 - 0{,}2m_2\beta\left(\frac{p_с - A_\nu}{A_\nu}\right)^2\right]\nu^3 -$$
$$-\left[\left(\frac{p_с - A_\nu}{A_\nu}\right)^2 + 0{,}4\beta m_2 \frac{p_с - A_\nu}{A_\nu}\cdot\frac{p_с}{A_\nu} - m_0 m_1\beta^2\right]\nu^2 -$$
$$-\left[2\frac{p_с - A_\nu}{A_\nu}\frac{p_с}{A_\nu} + 0{,}2m_2\beta\left(\frac{p_с}{A_\nu}\right)^2\right]\nu - \left(\frac{p_с}{A_\nu}\right)^2 = 0. \tag{9.43}$$

Решение кубического уравнения осуществляется либо по формуле Кардана, либо в тригонометрической форме в зависимости от значений его коэффициентов.

Коэффициент $Г$ в формуле (9.41) может быть взят по (7.47) при некотором среднем $\nu = \nu_1$ по (9.38). В качестве первого приближения можно взять также значения $Г$ по табл. 7.3 или

$$Г = Г_1 = 1{,}05. \tag{9.44}$$

Как показывают расчеты, этого приближения более чем достаточно, точность конечного значения ν оказывается не хуже 1—2%. (Это легко объяснить малыми колебаниями значений $Г$ при изменениях ν и, в свою очередь, весьма слабым влиянием величины $Г$ как величины второго порядка на результат решения кубического уравнения.)

Уравнение (9.43) помимо прямого нахождения значений ν позволяет также решить интересную задачу — определить граничный размер a, при котором величина ν достигает 1 (как отмечалось, величина ν растет с ростом размеров т. м. м.), т. е. найти границу между случаями естественного и вынужденного теплового режима. Для этого при условии $\nu = 1$ уравнение (9.43) необходимо представить в функции a с учетом формулы (9.41) и разрешить относительно a. По уравнению (9.25) можно затем найти и соответствующую мощность. При обычных условиях и реальной геометрии т. м. м. граничная мощность ТВР при частоте 50 *гц* находится в зоне, прилегающей к мощности около 1 *ква* (сугубо ориентировочное значение, см. § 5.4).

9.4. Уравнения для показателей эффективности

Исходные положения. Удельные показатели эффективности определены выражениями (5.84) $э = Э/P_2$. По материалам § 5.5 и 5.3, следуя методу изображений,

$$Э = \varphi_э a^3, \tag{9.45}$$

где при $Э = V$ следует брать $\varphi_э = \varphi_v$, при $Э = G$ — $\varphi_э = \varphi_g$, при $Э = Ц$ — $\varphi_э = \varphi_ц$, при $Э = G_к$ — $\varphi_э = \varphi_{gk}$. Изображения φ_v, φ_g, $\varphi_ц$, $\varphi_{gк}$ приведены в табл. 5.4.

Таким образом, согласно выражениям (9.45) и (5.84) показатели $э$ при прочих заданных условиях целиком определяются мощностью P_2 и соответствующим ей базисным размером a. В то же время основные функциональные уравнения (§ 9.2—9.4) устанавливают эту связь между величинами P_2 и a. Отсюда следует, что, выразив размер a через мощность P_2, можно показатели $э$ выразить через мощность и другие заданные величины. Для этого достаточно решить совместно уравнения (5.84), (9.45) и (9.16), (9.23) или (9.27).

Задача в сформулированном виде является наиболее общей. Можно было бы ее поставить и в обратном порядке: искать мощность P_2 при заданном размере a ($a \to P$) и за-

тем находить $э$. Однако такая постановка менее правомерна, хотя и более проста для решения. Действительно, во-первых, основной определяющей характеристикой является мощность трансформатора, а размеры его надо понимать как величины производные. Во-вторых, как будет показано, сами удельные показатели эффективности $э$ зависят от абсолютной величины мощности, поэтому их анализ приведет к достоверным результатам лишь при условии введения мощности как независимой переменной. Заметим, что ряд авторов в своих исследованиях эти обстоятельства не принимали во внимание, что приводило к тем или иным ошибкам в выводах. Для изучения отдельных вопросов представляет интерес и обратная задача, однако, она носит характер более ограниченный, чем прямая.

Мощность и базисный размер. Уравнения для показателей $э$. Обозначим

$$P = c_p P_2, \quad P_2 = P/c_p, \tag{9.46}$$

$$c_p = P/P_2 = 1 + (p_{к2}/P_2) \tag{9.47}$$

(величина c_p определяется в § 9.7).

Рассматривая при этих условиях выражения (9.17), (9.25), (9.28), можно заметить, что все они имеют общий вид

$$P_2 = F_a a^{n_a}. \tag{9.48}$$

Отсюда

$$a = (P_2/F_a)^{1/n_a}. \tag{9.49}$$

С учетом выражений (9.45) и (5.84) получаем также

$$э = \varphi_э / P_2^{(n_a-3)/n_a} F_a^{3/n_a}. \tag{9.50}$$

Из (9.50) сразу видно, что, исключая частный случай $n_a = 3$, показатели $э$ не индеферентны к величине мощности P_2 и не должны приводиться в отрыве от нее. Функции F_a, как и показатели n_a, определяются при помощи выражений (9.16), (9.23), (9.27).

Введем обозначения:

$$k_1 = 4{,}44 k_c f \cdot 10^{-2}, \quad \mathcal{J} = \sqrt{(1+\varepsilon i_1)(1+\varepsilon_p)}, \tag{9.51}$$

$$\varphi_1 = \varphi_s \sqrt{\frac{\varphi_{ок}}{\varphi_{w2}}}, \quad \varphi_{zГ} = \frac{\varphi_{п\,к}}{\sqrt[\theta]{z_к}\, Г^{1+(1/\sigma_2)}}, \quad \varphi_{zГ0} = \varphi_{zГ} \sqrt[\theta]{h_0} / \sqrt[\sigma_2]{\tau_0}, \tag{9.52}$$

где τ_0, h_0 определяются по условиям (7.8), ε_p — по (8.42), ε — по (5.66).

Раскрывая теперь функции F_a и используя эти обозначения, находим:

при заданном падении напряжения $n_a = 5$ и

$$a = \left[P_2 \frac{\rho\,[1+\varepsilon_u (1-u)]^2}{u\,(1-u)\,(1+\varepsilon_u)\,k_1^2 k_{\text{ок}} B^2}\right]^{1/5} \Phi_a, \qquad (9.53)$$

$$\text{э} = \frac{1}{P_2^{2/5}} \frac{1}{u^{3/5}} \left[\frac{\rho\,[1+\varepsilon_u (1-u)]^2}{(1-u)\,(1+\varepsilon_u)\,k_1^2 k_{\text{ок}} B^2}\right]^{3/5} \Phi_\Gamma, \qquad (9.54)$$

$$\Phi_a = \left[\frac{1+\varepsilon i_1}{\varphi_1^2}\right]^{1/5}, \quad \Phi_\Gamma = \varphi_\text{э} \Phi_a^3; \qquad (9.55)$$

при заданном перегреве для ТВР $n = \frac{7}{2} - \frac{1}{2\theta}$ и

$$a = \left[\frac{c_p P_2}{\sqrt{\tau_\text{м}^{1+(1/\sigma_2)}}} \sqrt{\frac{\rho}{k_{\text{ок}}}} \frac{\sqrt{1+\nu}}{k_1 B \sqrt{\alpha_0'}}\right]^{2\theta/(7\theta-1)} \Phi_a, \qquad (9.56)$$

$$\text{э} = \frac{1}{P_2^{(\theta-1)/(7\theta-1)}} \left[\frac{c_p}{\sqrt{\tau_\text{м}^{1+(1/\sigma_2)}}} \sqrt{\frac{\rho}{k_{\text{ок}}}} \frac{\sqrt{1+\nu}}{k_1 B \sqrt{\alpha_0'}}\right]^{6\theta/(7\theta-1)} \Phi_\Gamma; \qquad (9.57)$$

$$\Phi_a = \left[\frac{\mathcal{J}}{\varphi_1} \sqrt{\frac{1}{m_\text{т} Б \varphi_{z\Gamma 0}}}\right]^{2\theta/(7\theta-1)}, \quad \Phi_\Gamma = \varphi_\text{э} \Phi_a^3; \qquad (9.58)$$

при заданном перегреве для ТЕР $n_a = 3 - \frac{1}{\theta}$ и

$$a = \left[\frac{c_p P_2}{\tau_\text{м}^{1+(1/\sigma_2)}} \sqrt{n_\text{с} \frac{\rho}{k_{\text{ок}}} \frac{1}{k_1 \alpha_0'} \frac{1+\nu}{\sqrt{\nu}}}\right]^{\theta/(3\theta-1)} \Phi_a, \qquad (9.59)$$

$$\text{э} = P_2^{1/(3\theta-1)} \left[\frac{c_p}{\tau_\text{м}^{1+(1/\sigma_2)}} \sqrt{n_\text{с} \frac{\rho}{k_{\text{ок}}} \frac{1}{k_1 \alpha_0'} \frac{1+\nu}{\sqrt{\nu}}}\right]^{3\theta/(3\theta-1)} \Phi_\Gamma, \qquad (9.60)$$

$$\Phi_a = \left[\frac{\mathcal{J} \sqrt{\varphi_\text{с}}}{m_\text{т} Б \varphi_1 \varphi_{z\Gamma 0}}\right]^{\theta/(3\theta-1)}, \quad \Phi_\Gamma = \varphi_\text{э} \Phi_a^3. \qquad (9.61)$$

Здесь $m_\text{т}$, α_0' находится по выражению (7.11).

Полученные выражения (9.54), (9.57), (9.60) для показателей эффективности э имеют аналогичную структуру, анализ которой позволяет сделать ряд важных принципиальных выводов. Показатели э зависят от шести принципиальных факторов (групп параметров), хотя и по-разному:

1) абсолютной величины мощности P_2;

2) величины, определяющей критерий проектирования (u или $\tau_м$);

3) частоты f и соотношения потерь ν;

4) параметров, характеризующих вид и качество активных материалов (ρ, p_1, γ_c, B_s);

5) физических констант, конструктивных и числовых постоянных (α, k_c, $k_{ок}$, числа);

6) совокупности величин, в основном определяемой геометрическими соотношениями, или геометрией трансформатора, обозначенной через $\Phi_Г$. Величину $\Phi_Г$ назовем геометрическим фактором (можно назвать ее также коэффициентом геометрии).

Уравнения (9.54), (9.57), (9.60) позволяют проанализировать влияние первых пяти факторов на величину $э$ при неизменной геометрии т. м. м. ($\Phi_Г = \text{const}$) и рассмотреть соответствующие вопросы оптимизации.

Уравнения (9.55), (9.58), (9.61) позволяют проанализировать роль геометрии тансформатора, если раскрыть по табл. 5.4 изображения φ_i, найти зоны рациональных сочетаний основных параметров геометрии (5.58) x, y, z, обеспечивающих получение близких к минимуму значений $\Phi_Г$, т. е. при прочих равных данных получение близких к минимуму показателей эффективности $э$.

Из уравнений (9.53)—(9.61) следует, что при разных условиях проектирования степень влияния каждого из шести факторов на показатели эффективности различна и требует самостоятельного анализа. Результаты такого анализа изложены ниже, в гл. 10 и 11.

Уравнения для показателей эффективности $э_\Sigma$. Для показателей g_Σ, $ц_\Sigma$ были получены выражения (5.98) и (5.107). Из них видно, что для получения g_Σ и $ц_\Sigma$ помимо величин g и $ц$ надо еще знать (при некоторых заданных постоянных) величины i_{0r} и $k_{пот}$. Эти величины можно найти, поскольку из основных функциональных уравнений находятся при заданных P_2 базисные размеры a, как это принципиально показано выражениями (9.49), (9.53), (9.56), (9.59).

Действительно, при известном размере a токи i_{0a} и $i_{0r} \approx i_0$ легко находим по выражениям (8.13) и (8.12), i_1 — по (5.13), (5.14), в которых величину j_2 берем по формуле (9.2). Нужная для последнего действия величина $p_{к2}$ находится различно для разных условий проектирования.

То же относится к индукции B, необходимой для расчета i_{0a}, $i_{0г}$, а также к потерям $p_с$ и $p_к$, необходимым для нахождения величины $k_{пот}$ по формуле (5.20). Определение указанных величин производится по табл. 9.1.

Таблица 9.1

К определению величин B, $p_с$, $p_{кi}$

№	Определяемая величина	Условие проектирования		
		Задано u	Задано τ	
			ТВР	ТЕР
1	B	По (9.7)	По (9.7)	По (9.6) при ν по п. 2
2	ν	—	По (9.43), (9.38)	По (9.30) — (9.34)
3	$p_с$	По (5.26)	По (5.26)	По (9.4)
4	$p_с+p_к$	$p_с$ по п. 3, $p_к$ по п. 5	По (9.5) при ν по п. 2	По (9.5) при ν по п. 2
5	$p_к$	$p_{к1}+p_{к2}$ по п. 6,7	$(p_с+p_к)-p_с$	$p_с/\nu$
6	$p_{к2}$	По (9.14)	По (9.18)	По (9.18)
7	$p_{к1}$	$\varepsilon_u p_{к2}\left(\dfrac{i_1}{1+i_{0a}}\right)^2$	—	—
Порядок операций		п. 1, 3, 6, 7, 5, 4	п. 1, 3, 2, 4, 5, 6	п. 2, 1, 4, 3, 5, 6

Методы решения уравнений для показателей эффективности. Инженерные решения уравнений (9.53)—(9.61) легко осуществимы, если пренебречь некоторыми вторичными факторами и получить тем самым независимость всех коэффициентов, в том числе Φ_a и $\Phi_г$, от размера a. То же относится к нахождению некоторых величин по табл. 9.1. Во многих случаях такие допущения вполне приемлемы (например, принятие независящими от a всех изображений φ_i, принятие в качестве первого приближения значения $i_1 = 1$ и т. д.). Дополнительные упрощения можно получить, отказавшись от учета зависимости коэффициента α от величин τ и $h_к$, т. е. положив во всех выражениях $\sigma_2 = \infty$, $\theta = \infty$.

Однако в точных исследованиях с учетом тонкой структуры т. м. м. желательно избежать подобных упрощений и получить наиболее строгое решение. Для этого требуется найти функцию $F'_a = P_2/a$, разрешающую относительно a

уравнения (9.16), (9.23) и (9.27). В этих уравнениях, связывающих величины P_2 и a, многие коэффициенты, если иметь в виду тонкий анализ, сами зависят от a ($\varphi_{ок}$, φ_{w2}, i_1, ε через $x_к$, ν для ТВР и др.). Таким образом, они являются иррациональными и в алгебраических функциях неразрешимы относительно a (при данных P_2). Но решения возможны с помощью современных электронных вычислительных машин, например цифровых (ЦВМ). Нами для подобного решения была использована ЦВМ «Урал-2».

9.5. Критериальные параметры

Из (9.16), (9.23), (9.27) и уравнений для показателей $э$ (9.54), (9.57), (9.60) видно, что на величину $э$ влияют самые различные параметры. Можно исследовать полученные зависимости, задаваясь как независимыми переменными конкретными значениями каждого из этих параметров (например, мощностью P_2, перегревом $\tau_м$ и т. д.).

Но для общности решений можно предложить и иной путь, взяв в качестве аргумента совокупность нескольких независимых величин, объединяемых таким образом в единый критериальный параметр Cr_{ai}. Тогда, проводя исследование при некотором постоянном значении $Cr_{ai} = \text{const}$, легко моделировать полученные базисные результаты для различных сочетаний частных аргументов, составляющих критерий Cr_{ai}. Так, в критериальном виде могут быть получены решения для показателей $э$:

$$э = э_0 P_{20}/P_2 \quad \text{или} \quad э = э_0 P_0/\dot{P}, \tag{9.62}$$

где $э_0$, P_{20} (P_0) — модельные значения при некоторых фиксированных, базисных значениях частных аргументов, P_2, P — мощность при любых иных их значениях, но при условии $Cr_{ai} = \text{const}$.

Критериальные параметры Cr_{ai} определим таким образом, чтобы при условии $Cr_{ai} = \text{const}$ соблюдалось условие постоянства базисного размера $a = \text{const}$. Поэтому по своему смыслу критерии Cr_{ai} являются размерными.

Они различны для различных условий проектирования и устанавливаются на базе основных функциональных уравнений.

При заданном падении напряжения, рассматривая уравнение (9.16), получаем размерный критерий ($Cr_{ai} = Cr_{au}$)

$$Cr_{au}=\frac{P_2}{u}\frac{\rho_{20}}{k_{\text{ок}}}\frac{1}{(k_c B)^2}\frac{2-u}{1-u}, \frac{вт \cdot ом}{мм^2 \cdot м \cdot тл^2}. \qquad (9.63)$$

Сохраняя $Cr_{au}=\text{const}$, можно полученные базисные результаты легко моделировать для различных сочетаний величин P_2, u, $k_{\text{ок}}$, ρ и т. д. Таким образом, величины, входящие в выражение Cr_{au}, могут задаваться в виде критерия по (9.63) при указании отдельно мощности P_2 для использования моделирующего уравнения.

При заданном перегреве размерный критерий $Cr_{ai}=Cr_{a\tau}$ находим, рассматривая уравнения (9.23) и (9.27) с учетом выражений (9.46), (9.47):

для ТВР

$$Cr_{a\tau}=\frac{P}{\sqrt{\tau_{\text{м}}^{1+(1/\sigma_2)}}}\frac{1}{k_c}\sqrt{\frac{\rho_{20}}{k_{\text{ок}}}}\frac{1}{B}, \frac{ва}{град^{(\sigma_2+1)/2\sigma_2}тл}\frac{ом}{мм \cdot м^{1/2}}, \qquad (9.64)$$

для ТЕР

$$Cr_{a\tau}=\frac{P}{\tau_{\text{м}}^{1+(1/\sigma_2)}}\times$$

$$\times\sqrt{\frac{\rho\gamma_c p_1}{k_c k_{\text{ок}}}}, \frac{ва}{град^{1+(1/\sigma_2)}}\frac{ом^{1/2}\cdot вт^{1/2}}{мм \cdot м^{1/2}\cdot см^{3/2}}. \qquad (9.65)$$

Сохраняя $Cr_{a\tau}=\text{const}$, можно полученные результаты распространить на различные сочетания величин P, $\tau_{\text{м}}$, $k_{\text{ок}}$ ρ, p_1 и т. д.

9.6. *Исследование проблемы оптимизации с помощью ЦВМ*

Использование ЦВМ позволяет углубленно исследовать все основные вопросы оптимизации т. м. м., как это изложено в гл. 10, 11. При помощи ЦВМ решаются для величин a, $э$ и $э_\Sigma$ уравнения (9.49), (9.50), (5.98), (5.107) с учетом оптимальных базисных соотношений, установленных в гл. 8, а также различных промежуточных связей, фиксированных по ходу изложения. Подобный подход позволяет провести всесторонний анализ проблемы оптимального проектирования т. м. м. и решить ее в отношении шести принципиальных факторов, установленных в § 9.6.

В частности, при заданных условиях может быть проведена оптимизация т. м. м. в области геометрических соотношений, т. е. найдена оптимальная геометрия т. м. м., обеспечивающая при прочих равных данных достижение минимальных значений показателей эффективности $э$ и $э_\Sigma$. Для этого должны быть найдены наилучшие сочетания оптимальных параметров геометрии $x = x_0$, $y = y_0$, $z = z_0$, где x, y, z определены по выражениям (5.58). Одновременно могут быть найдены и сами минимально возможные, оптимальные, значения показателей эффективности $э_{min}$, $э_{\Sigma\, min}$. Эта задача весьма многосторонняя, так как речь идет не о единичных показателях $э_i$, а о всем конгломерате показателей v, g, $ц$, $g_к$, g_Σ, $ц_\Sigma$ при разнообразных условиях проектирования (см. § 5.4 и 5.5).

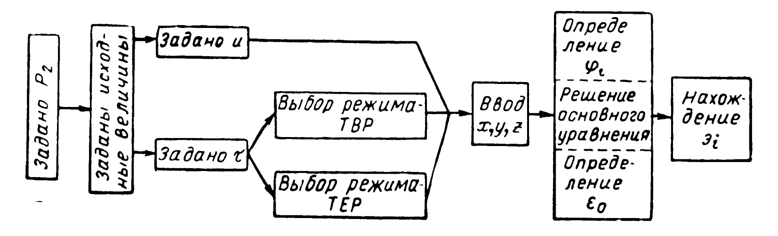


Рис. 9.3. Схема принципиального решения общей задачи на ЦВМ.

Однако как бы ни была важна и сложна эта задача, она носит в значительной мере формальный характер и составляет лишь небольшую часть гораздо более обширной и важной задачи. Действительно, во-первых, найденные оптимальные значения x_0, y_0, z_0 могут оказаться неприемлемыми из соображений практической реализации. Во-вторых, далеко недостаточно знать минимумы функций $э_i$, требуется еще точно представлять себе их поведение как в экстремальной, так и в более широкой зоне, что совершенно необходимо для практического решения задачи проектирования оптимальных т. м. м. Следовательно, в широком плане желательно вычислить семейства функций $э$ и $э_\Sigma$ в зависимости от параметров геометрии x, y, z при их различных сочетаниях. Нахождение экстремальных точек явится частной задачей этого общего исследования.

Представим с учетом изложенного в настоящей главе принципиальную схему решения сформулированной общей задачи исследования. Она приведена на рис. 9.3. Решение

(9.16), (9.23), (9.27) относительно a при учете всех необходимых дополнительных зависимостей проводилось на ЦВМ методом деления отрезка пополам с использованием стандартной подпрограммы. При этом во всех зависимостях все переменные, как это было видно выше, выражены в функции одного аргумента — размера a.

Необходимые для конкретного решения задаваемые конструктивные и другие параметры приведены в приложении 6. Решения проведены для двух характерных частот — нормальной (50 *гц*) и повышенной (400 *гц*). Величина $k_{ок}$ вводится через k_0 по выражениям (5.55), (5.56), все изображения — по табл. 5.4. Конкретный путь решения различен для разных условий проектирования — заданного падения напряжения или заданного перегрева.

При заданном падении напряжения задаются величины P_2, u, p_1, $k_с$, k_0, f, ρ_{20}, α_ρ, α_0, $\gamma_с$, $\gamma_к$, ряд конструктивных и других параметров — по приложению 6. Величина ε берется по выражению (8.36), ε_u — по (8.47). Токи i_{0r}, i_{0a}, i_1 берутся по выражениям (8.12), (8.13), (5.13), плотность тока j_2 — по (9.15), величины B, $p_с$, $p_к$, $p_{к2}$, $p_{к1}$ — из табл. 9.1. Величину ρ берем при реальном перегреве τ по формулам (5.37)—(5.39), т. е. учитываем влияние нагрева на величину падения напряжения. Величину τ берем по формулам (7.50), (7.51) при $\nu = p_с/p_к$ и $П_к = \varphi_{п\,к}a^2$.

Сформулированные условия достаточны для нахождения a.

При заданном перегреве задаются величины P_2, $\tau_м$, p_1, $k_с$, k_0, f, ρ_{20}, α_ρ, $\gamma_с$, $\gamma_к$, α_0, λ, τ_0, h_0, θ, σ_2, ряд конструктивных и других параметров — по приложению 6. Величина ε_p берется по выражению (8.41): $\varepsilon_p = \varepsilon_{p0}$. Величины i_{0a}, i_{0r}, i_1 берутся так же, как в случае $u = \text{const}$, j_2 — по выражению (9.21), α — по (7.12). Индукция B и соотношение ν находятся различно для ТВР и ТЕР в соответствии с указаниями табл. 9.1. Решение уравнения (9.42) относительно ν ведется при помощи стандартной подпрограммы. Коэффициент перепада температур $Г$ берется по формулам (7.30) для ТТ, для других т. м. м.— (7.47).

Сформулированные условия достаточны для нахождения a. Укажем лишь, что метод определения величин B и ν для ТВР и ТЕР ЦВМ должна выбирать автоматически, соблюдая заданные граничные условия (9.9) и (9.10): для ТЕР $B \leqslant B_s$, для ТВР $\nu \leqslant 1$. При нарушении этих условий вычисления должны автоматически переводиться

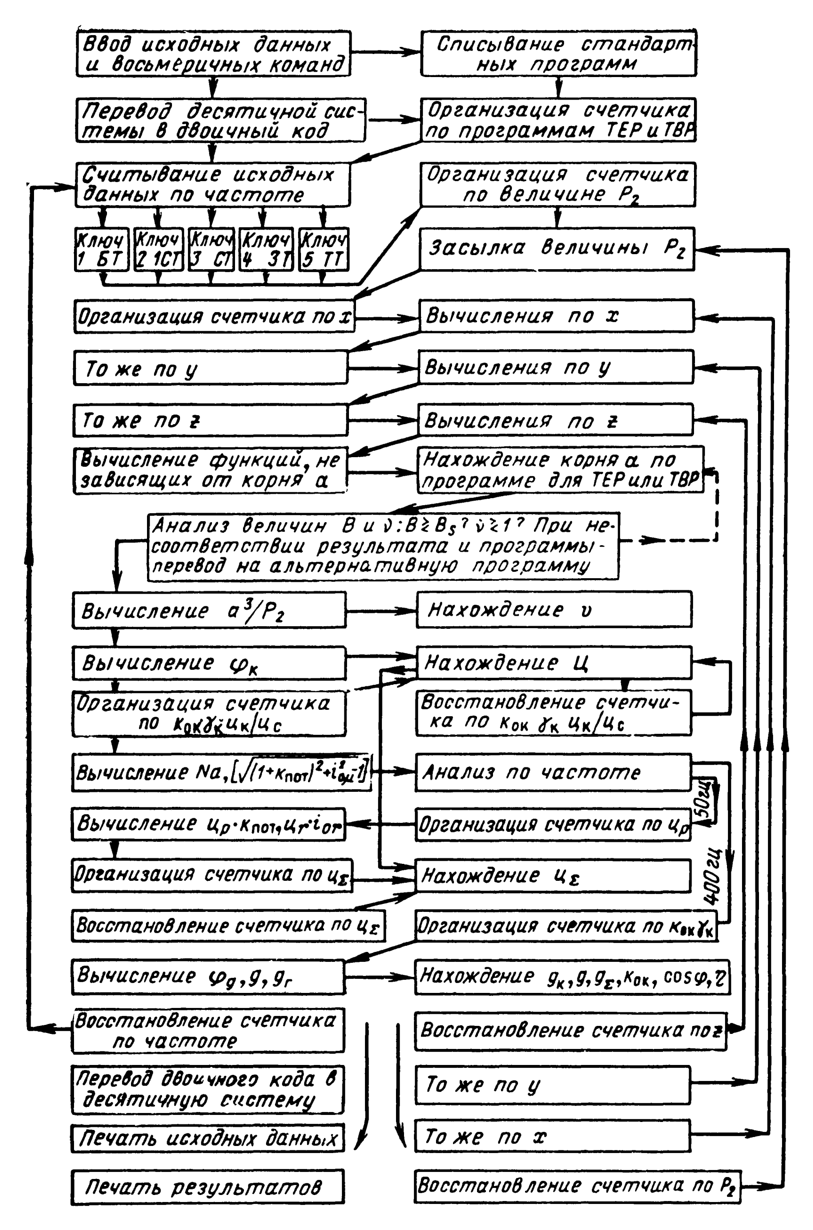


Рис. 9.4. Блок-схема решения общей задачи на ЦВМ «Урал-2».

на альтернативную программу, для чего в программах предусматривается соответствующий логический анализ.

Блок-схема, поясняющая в качестве иллюстрации принципиальный метод решения рассматриваемой задачи при условии $\tau = \mathrm{const}$ применительно к машине «Урал-2», представлена на рис. 9.4.

9.7. Соотношение между вторичной и электромагнитной мощностью

Соотношение (9.47) $c_p = P/P_2$ представляет интерес во многих случаях.

Соотношение P/P_2 при заданном падении напряжения. Сопоставляя выражения (9.47) и (9.12)—(9.14), получаем после преобразований

$$c_p = 1 + \frac{u}{(1+\varepsilon_u)(1-u)} \tag{9.66}$$

и при обычном условии (8.47)

$$c_p = 1 + \frac{u}{2(1-u)} . \tag{9.67}$$

Соотношение P/P_2 при заданном перегреве. Сопоставляя выражения (9.47) и (П8.3), можно видеть, что величина c_p зависит от мощности по соотношению

$$c_p = 1 + \frac{k'_p}{\sqrt{P_2}} . \tag{9.68}$$

Для ТВР при $B = B_s$ по (9.7) в выражении (9.68) с учетом (9.51), (9.52):

$$k'_p = k_{pB}\tau_м^{1,2}, \quad k_{pB} = 0{,}18\,\frac{\varphi_{zГ}^{1,275} k_{тБ}}{(1+\varepsilon_p)\sqrt{B}} , \tag{9.69}$$

$$k_{тБ} = r_\varphi^{0,55} k_Б^{0,725}, \quad k_Б = \frac{m_т \alpha'_0 Б_{50}}{1+\nu_{50}} ,$$

$$r_\varphi = \frac{\mathcal{J}}{k_1\varphi_1}\sqrt{\frac{\rho_{20}}{k_{ок}\varphi_{zГ}}} , \tag{9.70}$$

$Б_{50}$, ν_{50} — значения при $\tau_м = 50$ *град*.

Для ТЕР выражаем В по формуле (9.6) и после преобразований вместо (9.69) получаем с учетом выражений (9.38),

(9.51), (9.52)

$$k_p' = \frac{r_\varphi^{0,64}}{1+\varepsilon_p} (\varphi_{zГ} m_т \alpha_0' Б)^{0,36} (n_c \varphi_c)^{0,32} \tau_м^{0,45}, \qquad (9.71)$$

где $Б$ берутся при значениях ν по (9.9).

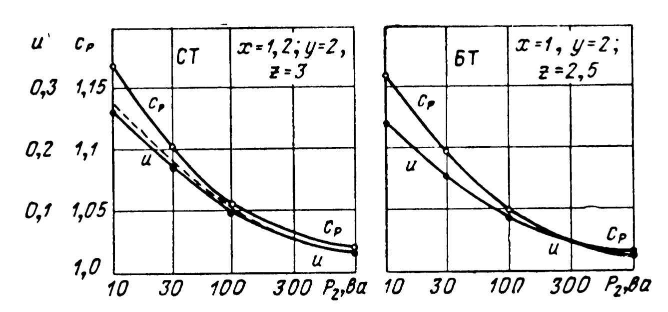


Рис. 9.5. Зависимости падения напряжения и соотношения электромагнитной и вторичной мощностей от мощности при $f = 50$ *гц* и $\tau_м = 50$ *град*:

——— по (9.68), (9.71), (9.72); — — — на ЦВМ.

Применение полученных результатов. Выражения (9.68) позволяют легко найти величину u при заданном перегреве

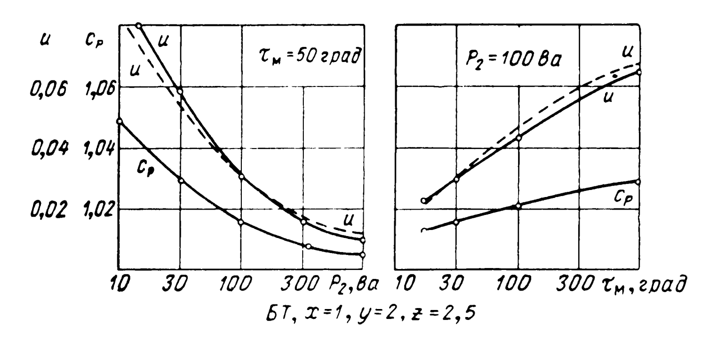


Рис. 9.6. Зависимости падения напряжения и соотношения электромагнитной и вторичной мощностей при $f = 400$ *гц* от мощности и перегрева:

——— по (9.68), (9.71), (9.72); — — — на ЦВМ.

$\tau_м$ и определить, является ли она допустимой, т. е. позволяют разграничить условия проектирования $u = \text{const}$ и $\tau = \text{const}$. Действительно, из выражений (9.66), (9.67)

находим

$$u = \frac{(1+\varepsilon_u)(c_p - 1)}{c_p + \varepsilon_u (c_p - 1)}, \quad u = \frac{c_p - 1}{c_p - 0{,}5}, \qquad (9.72)$$

где c_p определяется по (9.68).

Из выражений (9.68), (9.72) видно, что при $\tau = \mathrm{const}$ величины c_p и u растут с увеличением $\tau_м$ и падают с увеличением P_2.

Приведем полученные по выражениям (9.72), (9.68), (9.69) или (9.71) кривые c_p и u в зависимости от мощности при $\tau_м = \mathrm{const}$ и в зависимости от $\tau_м$ при $P_2 = \mathrm{const}$. Кривые приведены для БТ и СТ характерной геометрии, оптимальной по весу, на рис. 9.5 при нормальной частоте и на рис. 9.6 — при повышенной. Там же для сравнения нанесены кривые u, полученные непосредственным точным вычислением на ЦВМ. Сходимость результатов хорошая.

Из приведенных материалов видно, что величины c_p и u для СТ несколько больше, чем для БТ, а при повышенной частоте значительно меньше, чем при нормальной, что подтверждает выводы § 8.3. Видно также, как растут эти величины с ростом перегрева и уменьшением мощности. Зависимости $u\,(P_2)$ переводят на более общий язык зависимости $u\,(a)$, приведенные в § 8.3.

Глава 10

ГЕОМЕТРИЧЕСКАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ ТРАНСФОРМАТОРОВ

10.1. Метод анализа

Геометрией трансформатора называют совокупность соотношений его основных размеров a, b, c, h (рис. 5.6). Оптимальная геометрия — это геометрия, при которой обеспечивается минимум того или иного удельного показателя эффективности $э_i$, определяемого выражениями (5.83)—(5.89). Таким образом, задача нахождения оптимальной геометрии — это задача минимизации показателей $э_i$ за счет геометрических соотношений (5.58) — x, y, z. Вообще говоря, есть и четвертый независимый параметр геометрии — $x_к$ или степень заполнения окна c_Δ по выражениям (5.52), (5.60). Но исследованию роли c_Δ посвящена гл. 12, и здесь ограничиваемся первыми тремя параметрами, полагая $c_\Delta = 1$. Ярма, кроме специального рассмотрения в § 10.8, берутся нормальными (§ 2.2).

Исследование оптимальной геометрии должно ответить на целый ряд вопросов — какова оптимальная геометрия для каждого из показателей $э_i$ при различных заданных условиях; каковы возможности создания геометрии, достаточно оптимальной не по одному, а по ряду показателей $э_i$; в частности, сколь существенно отличается оптимальная геометрия для показателей g, $ц$, с одной стороны, и g_Σ, $ц_\Sigma$ — с другой; каковы возможности изменения, вариации геометрии без существенного проигрыша в показателях эффективности; как те или иные факторы сказываются на оптимальной геометрии т. м. м. и т. д. Так как трансформаторы разных типов (БТ, СТ и т. д.) отличаются по существу только геометрией, то, найдя для каждого из них оптимальную геометрию, можно провести и сравнение этих типов т. м. м. между собой при прочих равных данных.

Целью нашего исследования будет поиск ответов на эти вопросы для следующих различных условий: исследуются

все типы т. м. м.— БТ, СТ, ТТ, ЗТ, 1СТ; исследуется полная гамма показателей *э* и $э_\Sigma$: v, g, $ц$, $g_к$, g_Σ, $ц_\Sigma$; исследуется оптимальная геометрия для т. м. м., проектируемых как при заданном падении напряжения, так и при заданном перегреве; при обоих условиях рассматриваются т. м. м. нормальной частоты (50 *гц*) и повышенной частоты (400 *гц*), во всех случаях рассматриваются т. м. м. с медными и алюминиевыми обмотками (кроме ТТ, где применение алюминия практического интереса не представляет). Все прочие условия принимаются типовыми в соответствии с данными § 1.1, 1.2, 5.2—5.5, 7.3, 7.4, 7.10, приложений 6, 2, 4. В частности, применяются типовые условия (5.56), (5.65), (5.91), (5.100), (5.106), (7,8), (7.12), (7.13). При этом использование обобщенных критериев $Cr_{aц}$ и $Cr_{a\tau}$ (9.63), (9.64), (9.65) направлено на обобщение результатов анализа.

Поскольку для типовых медных и фольговых алюминиевых обмоток величина члена k_0/ρ_{20}, входящего в основные функциональные уравнения [учитывая формулу (5.64)], практически одинакова (см. приложение 6.1), решения уравнений (9.16), (9.23), (9.27) для корней a в обоих случаях близки, соответственно близки удельные объемы и стоимости при одинаковой геометрии и данные оптимальной геометрии по этим показателям. Для варианта т. м. м. с алюминиевыми обмотками отличны результаты, связанные с весовыми характеристиками, которые будем приводить дополнительно. При их графическом изображении для этого либо строим отдельные графики, либо применяем пунктирное изображение (более подробные пояснения при необходимости даются в сносках к рисункам).

Конкретные цифровые результаты анализа приводятся при типовых и оговариваемых условиях. Из типовых величин $э_{\Sigma1}$, $э_{\Sigma2}$ данные приводятся либо для обеих, либо для наиболее показательной из них. Если необходимо распространить конкретные результаты в части стоимости на случаи, заметно отличающиеся от характерных отношений $ц_к/ц_с$, это можно сделать, соблюдая условие постоянства критерия $ц_к V_к/ц_с V_с$ для приводимых данных и специфичного случая.

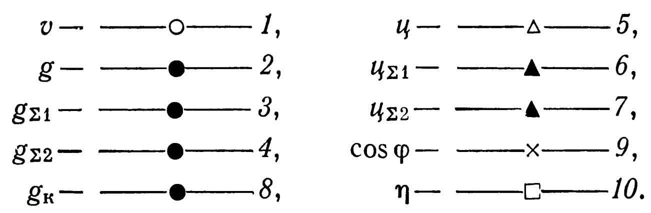
В данной главе, исключая оговариваемые случаи, приводим материалы, полученные в результате исследований на ЦВМ. Напомним, что анализ учитывает функциональную зависимость (5.55), (5.64) коэффициента заполнения $k_{ок}$ от геометрии и абсолютных размеров т. м. м., зависимость

от тех же факторов коэффициента теплоотдачи α (7.12) и коэффициента парепада температур Γ (7.30), (7.47), а также токов i_{0a}, i_{0r}, i_1 (8.12), (8.13), (5.13) и потерь p_c (5.26), зависимость от геометрии оптимального соотношения ε (8.36), (8.39) и т. д. Напомним также, что для условия $u =$ $=$ const учитывается влияние на величину u нагрева обмоток, а для условия $\tau =$ const критерием является непосредственно перегрев наиболее горячей зоны $\tau_м$. Сокращенная для облегчения чтения запись $\tau =$ const по существу означает условие $\tau_м =$ const. В соответствии с условиями (5.23), (8.11) учтены лучшие электромагнитные характеристики замкнутых сердечников у ТТ по сравнению с разъемными сердечниками других типов т. м. м.

Получение данных оптимальной геометрии означает установление свода соразмерностей для т. м. м. в области геометрических, и как следствие, весовых и стоимостных соотношений. Нами будут приведены по данным исследований на ЦВМ как формальные показатели оптимальной геометрии и минимальных значений $э_{i\ min}$, так и наиболее интересные и характерные зависимости показателей $э_i$ от геометрии т. м. м. при ее вариации в широких пределах. При этом дискретный шаг значений параметров геометрии (5.48) x, y, z взят равным 0,1, а численные значения $э_i$ — с точностью до третьей значащей цифры. Все данные, кроме специального рассмотрения в гл. 12, приводятся для условий практически возможно полного использования окна катушкой, т. е. по условиям (5.49), (5.55), взятым при $c_\Delta =$ $= 1$, $\delta = \delta_т$. Заметим, что функция (5.88) $g_к$, как правило, не имеет минимума в реальной зоне параметров геометрии. Понятие оптимальной геометрии по весу $g_к$ не имеет поэтому смысла, как и понятие минимума этой величины. Ее целесообразно приводить при сравнительных оценках как сопутствующую другим показателям, причем (см. ниже) весьма зорко реагирующую на изменения геометрии.

При изложении результатов в данной главе и далее приняты единые размерности: g, $g_к$, g_Σ — *г/вт*, *г/ва*; v — *см³/вт*, *см³/ва*; $ц$, $ц_\Sigma$ — *коп/вт*, *коп/ва*; $\cos\varphi$, η — %. Для случая $u =$ const строже (по условиям анализа, проведенного в § 8.3) относить все величины к единице активной мощности (*вт*), что и делается. Поскольку размерности всюду одинаковы, в большинстве случаев на рисунках мы их не приводим. В графическом материале используется единая нумерация кривых при единых условных значках для них,

а именно:



Изложение результатов исследований оптимальной геометрии прежде, чем других факторов, представляется нам методически наиболее правильным, поскольку весь остальной анализ целесообразно проводить для трансформаторов оптимальной геометрии.

10.2. Тенденции оптимальной геометрии

Прежде чем изложить результаты детального исследования, полезно установить некоторые основные тенденции, которым следует оптимальная геометрия трансформаторов. Подобное рассмотрение не может дать никаких количественных выводов, но позволит выявить определенные качественные соотношения в простом, наглядном виде. Это полезно для оценки получаемых далее конкретных результатов и выявления самых первых критериев в их наиболее общем виде.

Рассмотрим этот вопрос, опуская вторичные факторы. Обратимся к удельному показателю (5.84) $э = Э/P$. В данной задаче объем удобно рассмотреть как сумму объемов, занимаемых сердечником ($V_с$) и катушкой ($V_к$), и представить показатель $Э$ (5.81) в следующем виде:

$$Э = э_с V_с + э_к V_к, \qquad (10.1)$$

где $э_с$ и $э_к$ — удельные коэффициенты, определяющие вид показателя $Э$: для получения объема ($Э = V$) имеем $э_с = э_к = 1$; для получения веса ($Э = G$) $э_с$, $э_к$ должны быть удельными (на единицу объемов) весами сердечника и катушки; для получения стоимости ($Э = Ц$) $э_с$, $э_к$ должны быть удельными (на единицу объемов) стоимостями сердечника и катушки.

Введем также коэффициент приведения катушки к сердечнику

$$э_{к\,сi} = э_{кi}/э_{сi}. \qquad (10.2)$$

Тогда берем для получения:

$$\left.\begin{aligned}
&V - э_с = э_к = 1, \quad э_{к\,сv} = 1,\\
&G - э_с = k_с \gamma_с, \quad э_к = k_{ок} \gamma_к,\\
&э_{к\,сg} = \frac{k_{ок}\gamma_к}{k_с\gamma_с},\\
&Ц - э_с = ц_с k_с \gamma_с,\\
&э_к = ц_к k_{ок}\gamma_к, \quad э_{к\,сц} = \frac{ц_к k_{ок}\gamma_к}{ц_с k_с \gamma_с}.
\end{aligned}\right\} \qquad (10.3)$$

Подобный прием был введен автором при анализе магнитных усилителей [21].

Соответственно постановке вопроса в данном параграфе оптимальной будет геометрия, при которой минимальна величина

$$\frac{Э_i}{P} = \frac{э_с (V_с + э_{кс i} V_к)}{P}.$$

Условием оптимальности геометрии будет

$$\frac{\partial}{\partial \zeta} \frac{э_с (V_с + э_{кс i} V_к)}{P} = 0,$$

где ζ определяется по выражениям (5.59).

Подставив сюда P по (8.1) и опустив постоянные, получим

$$\frac{\partial}{\partial \zeta} \frac{V_с + э_{кс i} V_к}{s_с s_{ок} B j} = 0.$$

Если принять j и B не зависящими от геометрии и перейти к изображениям (5.62), находим, опуская постоянные,

$$\frac{\partial}{\partial \zeta} \frac{\varphi_с + э_{кс i} \varphi_к}{\varphi_s \varphi_{ок}} = 0.$$

Продифференцировав по $\zeta = x$ и решив полученное уравнение, можно установить связь между оптимальными значениями x_0, y_0, z_0. Полученные, при помощи такого решения связи для всех основных типов т. м. м. выглядят так:

$$\left.\begin{aligned}
&\text{БТ} \quad x_0 = \sqrt{\frac{y_0}{\pi э_{к\,сi}}\left(2 + \frac{\pi}{2z_0}\right)},\\
&\text{СТ} \quad x_0 = \sqrt{\frac{y_0}{\pi э_{к\,сi}} 2\left(2 + \frac{\pi}{z_0}\right)},\\
&\text{ТТ} \quad y_0 \approx \sqrt{\frac{э_{к\,сi}}{4} \frac{x_0^3}{x_0 + 2}},\\
&\text{ЗТ} \quad x_0 = \sqrt{\frac{y_0}{\pi э_{к\,сi}} 2\left(2 + \frac{1{,}04\pi}{z_0}\right)}.
\end{aligned}\right\} \qquad (10.4)$$

Сделанное допущение о независимости j и B от геометрии неправомерно и привело, в частности, к выводам, не дифференцированным ни в зависимости от частоты питания, ни от условия проектирования (перегрева, падения напряжения). Поэтому никаких конкретных количественных выводов из условий (10.4) делать нельзя. На самом деле j и B существенно зависят от геометрии, и зависимости эти совершенно различны при различных указанных исходных данных (см. § 11.7).

Тем не менее, можно сделать ряд ориентировочных качественных выводов, которым, как это подтвердится далее, в известной мере следуют тенденции оптимальной геометрии. Для всех типов т. м. м. данные (10.4) принципиально аналогичны. Так, видно, что оптимальные значения x_0 тем больше, чем больше принятые из тех или иных соображений значения y_0. Связь с параметром z_0 носит обратный характер. Наиболее близки друг к другу оптимальные геометрические соотношения у СТ и ЗТ.

Весьма нагляден и находит подтверждение тот факт, что соотношения x_0, y_0 и z_0 различны при разных задачах анализа — на минимальный вес, объем или стоимость, ибо по условию (10.2) в этих случаях различны коэффициенты приведения $э_{к\, ci}$. Для обычных активных материалов с учетом данных § 5.5 очевидно условие

$$э_{к\, cg} < э_{к\, cv} < э_{к\, cц}. \tag{10.5}$$

Из сопоставления условий (10.4) и (10.5) следует, что отношение x_0/y_0 должно быть максимальным для т. м. м. наименьшего веса, промежуточным для т. м. м. наименьшего объема и минимальным для т. м. м. наименьшей стоимости. Следовательно, для всех этих случаев оптимальная геометрия различна. Можно видеть также, что поскольку для алюминия величина $\gamma_к$ меньше, чем для меди, то при использовании алюминиевых обмоток величина $э_{к\, cg}$ падает и оптимальное соотношение x_0/y_0 получает тенденцию к увеличению.

При всей ограниченности сделанных ориентировочных выводов они в некоторых аспектах правильно отражают тенденции оптимальной геометрии трансформаторов. Перейдем к конкретным строгим исследованиям оптимальной геометрии т. м. м., проведенным с помощью ЦВМ описанными в гл. 9 и § 10.1 методами на базе выведенных обобщенных закономерностей.

10.3. Оптимальная геометрия т. м. м. при заданном падении напряжения

Как было показано в § 8.3, падение напряжения у т. м. м. растет с уменьшением размеров (мощности) и понижением частоты питания, поэтому рассматриваемая проблема прежде всего интересна для т. м. м. нормальной частоты, мощность которых относительно невелика и не превосходит величины 100 *вт* при обычно нормируемом значении $u = 0,1$. Отсюда по формуле (9.63) легко установить нужные для анализа зоны значений обобщенного критерия Cr_{au}. Для соответствующих групп т. м. м. приведем наиболее подробные данные. Для т. м. м. повышенной частоты такие данные могут представить интерес при еще меньших мощностях. Наиболее характерной, типовой, мощностью для условия $u = \text{const}$ считаем $P_2 = 30$ *вт*.

Из результатов, которые изложены здесь и в § 11.11, можно заключить, что наибольшего внимания из т. м. м. данной группы заслуживает БТ. Поэтому для БТ характеристики приводим подробнее, чем для других типов т. м. м.

Формальные данные оптимальной геометрии, полученные в результате исследований на ЦВМ по методике § 9.6 и 10.1, приведены для всех типов т. м. м. в табл. 10.1. Данные приведены для т. м. м. нормальной и повышенной частоты с медными и алюминиевыми обмотками.

Оптимальная геометрия для показателей *э* по табл. 10.1 соответствует размерному критерию $Cr_{au} = 5,6$ *вт·ом/мм²·м·тл*, определяемому, в частности, типовой совокупностью величин $u = 0,1$, $B = 1,6$ *тл*, $k_0/\rho_{20} = 24$ *мм²·м/ом* при мощности $P_2 = 30$ *вт*. (Для ТТ $k_0/\rho_{20} = 22$ и параметр Cr_{au} несколько больше.) Та же геометрия будет строго оптимальной, например, при значениях $P_2 = 60$ *вт* и $u = 0,2$; $P_2 = 15$ *вт* и $u = 0,05$ и т. д.

При указанных параметрах по данным, полученным с помощью ЦВМ, на рис. 10.1 приведены для БТ нормальной частоты с медными обмотками все показатели $э_i$ в функции каждого из параметров x, y, z при различных значениях остальных двух параметров (y, z; x, z; x, y), взятых в оптимальной зоне. Нумерация кривых соответствует расшифровке, данной в § 10.1. Аналогичные кривые для БТ повышенной частоты приводим на рис. 10.2.

Анализируя табл. 10.1 и рис. 10.1, 10.2, можно прийти к следующим принципиальным выводам. Строго говоря,

оптимальная геометрия по каждому из оптимизируемых показателей $э_i$ различна, а для данного показателя не совпадает у т. м. м. нормальной и повышенной частоты. Отдельные оптимальные параметры не могут быть реализованы по практическим, например технологическим, соображе-

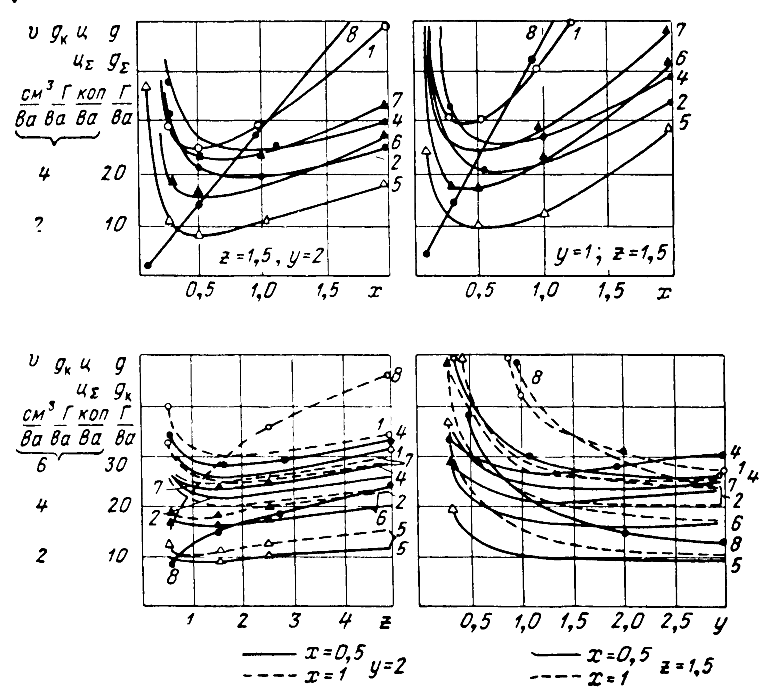


Рис. 10.1. Зависимость удельных показателей технико-экономической эффективности $э_i$ для БТ от параметров геометрии при условии u = const и f = 50 *гц* (P_2 = 30 *вт*, Cr_{au} = 5,6).

ниям ($y > 2{,}3$). Уже отсюда вытекает необходимость некоторого отступления от идеальных соотношений и перехода к практической оптимальной геометрии. Это положение усугубится, если желательно, как часто бывает, получить т. м. м., близкий к оптимальному по ряду показателей $э_i$ и при разных условиях проектирования. Такая задача встает, в частности, при построении рядов сердечников для т. м. м., что будет рассмотрено ниже.

В то же время из рисунков можно заключить, что почти все минимумы кривых $э_i$ весьма пологи и некоторые отсту-

Таблица 10.1

Оптимальная геометрия т. м. м. при условии $u = \text{const}$

Размерный критерий	Частота, *гц*	Обмотки	Минимизируемый показатель $э_i$	Оптимальные параметры геометрии ζ_0 для типов т. м. м.													
				БТ			СТ			ТТ		3Т			1СТ		
				x	*y*	*z*	*x*	*y*	*z*	*x*	*y*	*x*	*y*	*z*	*x*	*y*	*z*
$Cr_{au}=5{,}6$ (для ТТ — 6,2)	50	Медн.	v	0,5	2,8	1,6	0,9	2,2	3	2	1,9	1,2	2	2,8	0,5	2,5	2,6
			g	0,7	1,6	1,5	1,1	1,7	2,6	2,2	1,8	1,4	1,8	3,1	1,2	2,1	2,5
			g_Σ	0,8	1,5	1,7	1,2	1,6	2,9	2,2	1,7	1,5	1,6	3,3	1,3	2	2,7
			$ц$	0,5	1,8	1	0,8	2,2	1,5	1,3	1,4	1,1	1,7	1,5	0,5	1,8	1,4
			$ц_{\Sigma 1}$	0,6	1,8	1,1	0,9	2,0	1,9	1,5	1,6	1,2	1,7	1,8	0,6	1,7	1,6
			$ц_{\Sigma 2}$	0,7	1,7	1,3	1,1	1,8	2,2	1,6	1,6	1,3	1,6	2,4	0,8	1,6	1,8
		Ал.	g	1	2	2,4	2	1,8	2,5	—	—	1,9	1,6	4,7	1,3	2	2,8
			g_Σ	1,1	1,9	2,6	2,1	1,7	2,5	—	—	2	1,6	5	1,4	1,9	3

Cr_{au} = 11,4 (для ТТ — 12,5)	400	Медн.	v	0,8	2,7	2	1,1	2,2	3,1	2,4	1,9	1,5	2	3,2	0,9	2,3	2,7
			g	0,8	1,9	2,4	1,8	1,8	2,5	2,4	1,5	1,9	1,8	3,5	1,6	1,8	2,6
			g_{Σ}	1	1,3	2,4	2	1,6	3,5	2,6	1,3	2	1,5	3,9	1,8	1,6	2,8
			ц	0,8	2	1,5	1,3	1,9	2,2	2,3	1,8	1,4	1,6	2,3	1	1,8	2,5
		Ал.	g	1,1	1,6	2	1,8	1,3	2,5	—	—	2	1,8	4,5	—	—	—
			g_{Σ}	2,1	2,2	2,4	1,9	1,3	3,5	—	—	2	1	4,8	—	—	—

Примечания: 1. При определении практической оптимальной геометрии величину *у* из технологических соображений следует ограничивать значениями 2 — 2,3.

2. Сокращение: медн. — медные, ал. — алюминивеые обмотки.

пления от теоретических оптимумов вполне допустимы без заметного ухудшения показателей эффективности. Здесь очень важно сопоставить оптимальную геометрию по весу g, стоимости $ц$ и соответственно по синтезирующим весу g_Σ и стоимости $ц_\Sigma$. Вывод для большинства случаев благо-

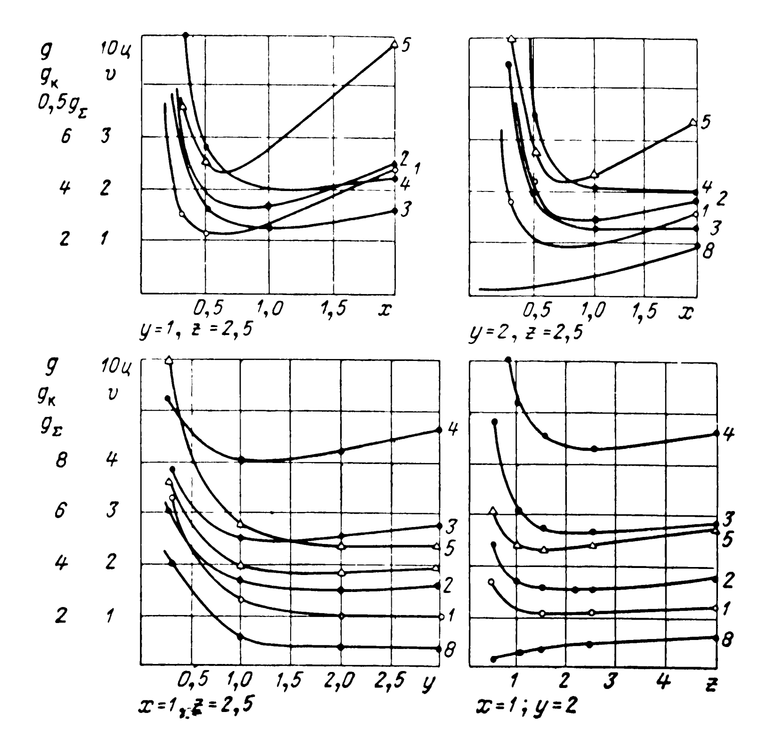


Рис. 10.2. Зависимость показателей $э_i$ для БТ от параметров геометрии при условии u = const и f = 400 *гц* (P_2 = 30 *вт*, Cr_{au} = = 11,4).

приятен — параметры оптимальной геометрии по весам g и g_Σ или по стоимости $ц$ и $ц_\Sigma$ весьма близки между собой, а превышение минимума одним из показателей при выборе геометрии, оптимальной по второму, мало заметно. Это особенно справедливо для т. м. м. нормальной частоты с медными обмотками. При повышенной частоте расхождения более заметны, причем не безразлично, какую геометрию выбрать — по весу g или g_Σ. Предпочтение следует

отдать второму, так как при этом увеличение веса g меньше, чем увеличение g_Σ при геометрии, оптимальной по весу g.

Таким образом, во многих случаях можно считать, что в практическом отношении оптимальная геометрия по весу g и системному весу g_Σ идентична, хотя теоретически имеется некоторое различие. То же относится к стоимости $ц$ и дей-

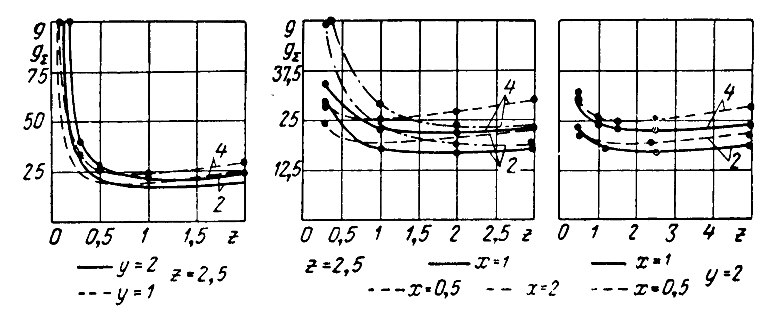


Рис. 10.3. Зависимость показателей $э_i$ для БТ с алюминиевыми обмотками от параметров геометрии при условии $u = \text{const}$ и $f = 50$ *гц* ($P_2 = 30$ *вт*, $Cr_{au} = 5{,}6$).

ствительной стоимости $ц_\Sigma$. Это позволяет говорить об оптимальной геометрии по весу или стоимости без дальнейшей дифференциации этих понятий. (Что не означает, конечно, совпадения самих величин g и g_Σ; $ц$ и $ц_\Sigma$ — они совершенно различны, см. рисунки и таблицы в § 10.3, 10.4, а также в гл. 11.) Каждый раз, однако, когда требования в части веса или стоимости особенно серьезны, следует внимательно решать вопрос о выборе оптимальной геометрии, сообразуясь с приведенными данными.

Если теперь сопоставить оптимальную геометрию по весу, объему и стоимости, то здесь обычно различия весьма существенны и невозможно говорить о единой оптимальной геометрии даже в практическом плане. То же относится к одному и тому же показателю, но при разной частоте. Основные отличия заключаются в том, что при повышенной частоте оптимальные значения x и z больше, чем при нормальной. Для каждой частоты оптимальные x по весу больше, чем по объему, а y — меньше; по стоимости оптимальные x и z меньше, чем по весу.

Рассмотрим роль проводникового материала. На рис. 10.3 приведены зависимости g, g_Σ от x, y, z для БТ с алюминиевыми обмотками. Из рисунка и табл. 10.1 видно,

Таблица 10.2

Оптимальная геометрия БТ при условии $u = \text{const}$ и различных критериях Cr_{au}

Минимизируемый показатель $э_i$	Оптимальные параметры геометрии ζ_0 при размерных критериях и частоте														
	50 *гц* при значениях Cr_{au}, равных									400 *гц* при значениях Cr_{au}, равных					
	1,9			5,6			19			3,8			11,4		
	x	y	z	x	y	z	x	y	z	x	y	z	x	y	z
v	0,6	2,5	1,7	0,5	2,8	1,6	0,5	3	1,5	0,9	2,4	2,3	0,8	2,7	2
g	0,8	1,5	1,6	0,7	1,6	1,5	0,7	1,7	1,5	0,9	1,8	2,5	0,8	1,9	2,4
g_{Σ}	0,9	1,4	1,8	0,8	1,5	1,7	0,8	1,5	1,6	1,1	1,3	2,5	1	1,3	2,4
$ц$	0,6	1,7	1,3	0,5	1,8	1	0,5	1,9	1	0,9	2	1,8	0,8	2	1,5

Примечания: 1. См. примечание 1 к табл. 10.1.
2. Обмотки медные.

что при использовании алюминия оптимальные по весу значения x заметно увеличиваются, причем увеличение веса т. м. м. относительно возможного минимума при использовании в случае алюминия геометрии, оптимальной для медных обмоток, весьма значительно (до 30—50% и более).

Оценим теперь влияние абсолютных размеров (мощности). В табл. 10.2 приводим формальные данные оптимальной геометрии для БТ, полученные при других значениях размерных критериев Cr_{au} по сравнению с табл. 10.1.

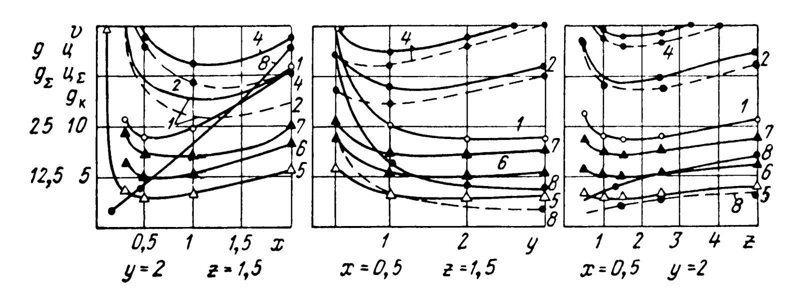


Рис. 10.4. Зависимость показателей $э_i$ для БТ от параметров геометрии при условии u = const и $f = 50$ *гц* ($P_2 = 10$ *вт*, $Cr_{au} = 1,9$).

Значения критерия Cr_{au} составляют от 1,9 до 19, что соответствует мощностям P_2 от 5 *вт* при $u = 0,05$ до 200 *вт* при $u = 0,2$ и охватывает весь диапазон, представляющий практический интерес. Графические зависимости при критерии $Cr_{au} = 1,9$ представлены для БТ нормальной частоты с медными обмотками на рис. 10.4.

Анализируя табличные и графические данные при различных размерных критериях, приходим к выводу, что оптимальная геометрия теоретически зависит и от значения критерия Cr_{au}. Так, с ростом Cr_{au} (т. е. с ростом P_2 или при снижении u и т. д.) оптимальные значения y несколько увеличиваются, x — уменьшаются, для стоимостей $ц$ и $ц_\Sigma$ уменьшаются также z. За исключением последнего фактора, отмеченные изменения оптимальной геометрии и их влияние на показатели эффективности, однако, мало существенны. Поэтому у т. м. м. наименьшего веса, наименьшего объема, наименьшего системного веса, проектируемых при условии u = const, геометрия может сохраняться одинаковой при изменении мощности, т. е. по всему размерному

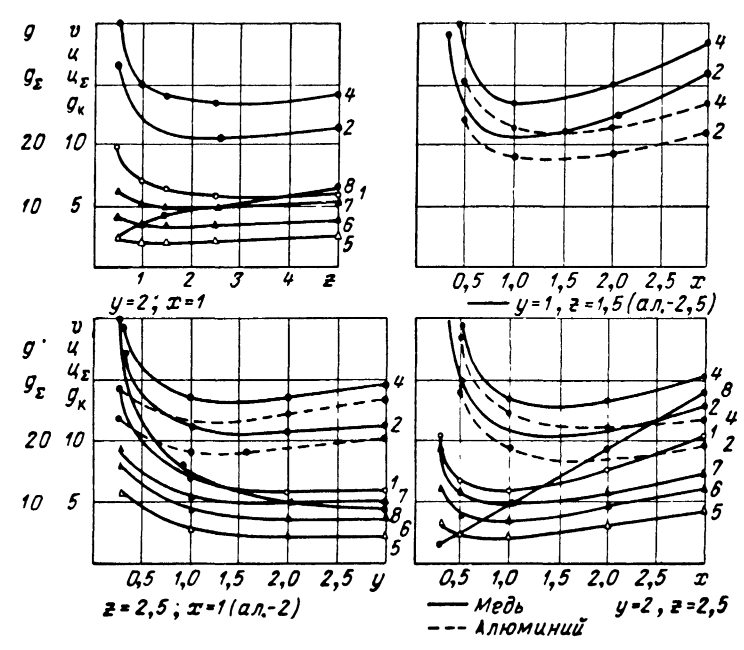


Рис. 10.5. Зависимость показателей $э_i$ для СТ от параметров геометрии при u = const и f = 50 *гц* (P_2 = 30 *вт*, Cr_{au} = 5,6).

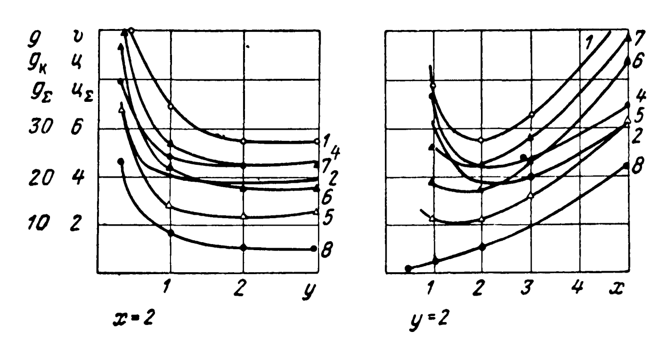


Рис. 10.6. Зависимость показателей $э_i$ для ТТ от параметров геометрии при u = const и f = 50 *гц* (P_2 = 30 *вт*, Cr_{au} = 6,2).

ряду, что представляет большие практические удобства. Для т. м. м. наименьшей стоимости и наименьшей действительной стоимости геометрию в зависимости от мощности следует, строго говоря, выбирать различной, сообразуясь с приведенными данными: по мере увеличения мощности относительную высоту окна (z) желательно уменьшать. Укажем на еще одно важное обстоятельство — с увеличением критерия $Cr_{a_ц}$ наблюдается тенденция к сближению результатов для показателей $э$ и $э_{\Sigma}$.

Рассмотрим теперь *другие типы т. м. м.* Формальные данные оптимальной геометрии были приведены для них в табл. 10.1. Дополним их необходимым графическим материалом. При этом показатели при медных и алюминиевых обмотках нанесены на единых рисунках. Зависимости приводим при типовых значениях критерия $Cr_{aц}$. Все кривые даны при параметрах геометрии, охватывающих оптимальные зоны. Зависимости для СТ нормальной частоты приведены на рис. 10.5, для ТТ — на рис. 10.6 (здесь в исходных формулах принималось $\delta = 1$ *см*). Кривые $э_i$ для 3Т и 1СТ нормальной частоты помещены на рис. 10.7 и 10.8.

Сопоставляя табличные и графические данные для различных типов т. м. м., можно заключить, что все принципиальные выводы, сделанные для БТ, справедливы и для остальных типов. Конкретные же параметры оптимальной геометрии различны. Так, как правило, значения x для СТ и 1СТ больше, чем для БТ, для 3Т — еще больше, а для ТТ — максимальны. Параметр z у СТ, 3Т и 1СТ больше, чем у БТ. Дополнительные данные, позволяющие более подробно рассмотреть вопросы оптимизации геометрии т. м. м., в частности позволяющие оценить отклонения показателей $э_i$ от оптимумов при минимуме одного из них, приведены в § 10.5.

Рассматривая изложенные материалы, можно сделать также такой общий вывод. Определить оптимальную геометрию важно для оптимизации т. м. м. по любому из показателей $э_i$. Для показателей g, v, $ц$, g_{Σ}, $ц_{\Sigma}$ можно наметить и зоны оптимальных параметров x_0, y_0, z_0, в пределах которых эти показатели близки к оптимальным. В меньшей мере это относится к удельному расходу проводникового материала $g_к$, который в оптимальной зоне остальных показателей $э_i$ монотонно растет с увеличением x и z и уменьшением y.

Показатель $g_к$ чувствителен даже к небольшим изменениям геометрии. Поэтому он является весьма эффективным

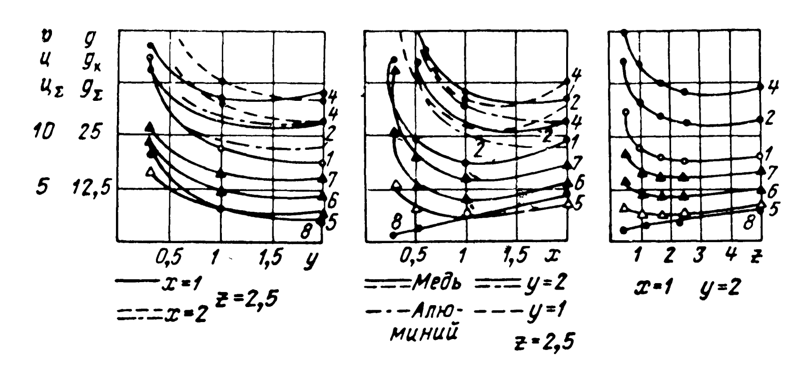


Рис. 10.7. Зависимость показателей $э_i$ для 3Т от параметров геометрии при u = const и f = 50 *гц* (P_2 = 10 *вт*, Cr_{au} = 1,9).

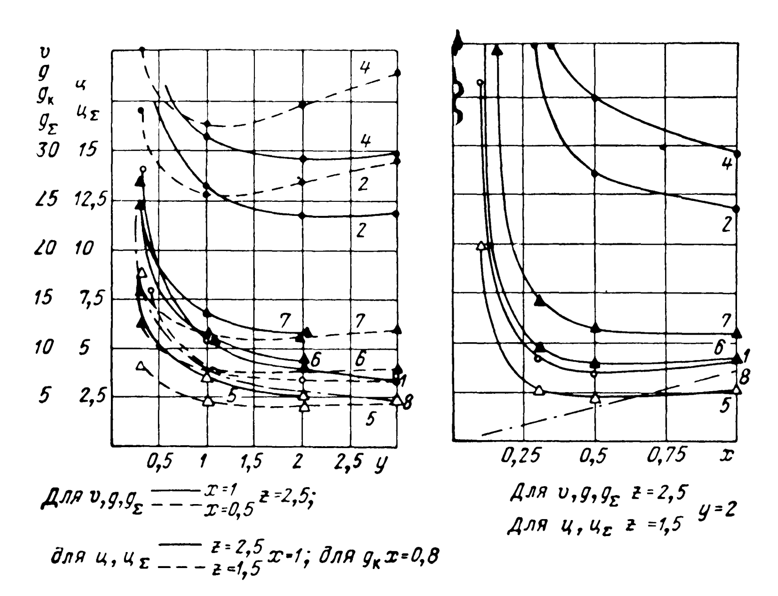


Рис. 10.8. Зависимость показателей $э_i$ для 1СТ от параметров геометрии при u = const и f = 50 *гц* (P_2 = 30 *вт*, Cr_{au} = 5,6).

дополнительным критерием, позволяющим при прочих равных данных установить оптимальную геометрию т. м. м. Его можно назвать своеобразным нониусом на шкале геометрии. Это свойство показателя $g_к$ необходимо максимально использовать при практической выработке оптимальной геометрии проектируемых серий т. м. м. для массового выпуска.

Располагая приведенными данными, можно дать оценку оптимальности описанных в гл. 6 существующих нормализованных рядов сердечников т. м. м., геометрия которых определена условиями (6.5), (6.6). Подробно, с количественными оценками, это сделано в § 10.7. Результаты свидетельствуют, что для наиболее распространенных БТ с сердечниками Ш, ШЛ (табл. П14.1) геометрия существенно неоптимальна (при $y = 1 \div 2$ чрезмерно велики x и z), особенно для т. м. м. нормальной частоты, где неоптимальны все показатели одновременно. Это приводит к большим неоправданным потерям дефицитных активных материалов в народном хозяйстве страны и ухудшению основных показателей эффективности т. м. м.

Автором было обращено на это внимание уже в работе [26], где впервые приводились данные оптимальной геометрии при условии $u = \text{const}$ для всех типов т. м. м., полученные без учета вторичных факторов.

Принципиально то же можно сказать и о нормализованных сердечниках ОЛ и ТЛ для ТТ и ЗТ (табл. П14.4,3) вследствие чрезмерных значений x и z у сердечников первых групп рядов, используемых в т. м. м., для которых падение напряжения является критичной величиной. Ближе к оптимальным нормализованные ленточные сердечники первых групп ряда ПЛ для СТ (табл. П14.2), разработке которого посвящена работа автора [22]. Ближе к оптимальным и сердечники ШЛР (табл. П14.7), а также ШЛМ (табл. П14.5), разработанные в последнее время в связи с доказательством неоптимальности ряда ШЛ.

10.4. Оптимальная геометрия т. м. м. при заданном перегреве

При заданном перегреве интерес представляют и малые, и большие т. м. м. Поэтому размерные критерии $Cr_{a\tau}$ следует выбирать в достаточно широком диапазоне. Нами

Таблица 10.3

Оптимальная геометрия т. м. м. при условии $\tau = \text{const}$ и малых размерных критериях *

Критерий	Частота, *гц*	Обмотка	Минизируемый показатель $э_i$	Оптимальные параметры геометрии ξ_0 для типов т. м. м.										
				БТ			СТ			ТТ		1СТ		
				x	y	z	x	y	z	x	y	x	y	z
$Cr_{a\tau} = 0{,}42$ (для ТТ — 0,44)	50	Медн.	v	0,7	2,1	1,7	1,1	1,9	3,2	1,9	1,5	0,7	2,3	3,1
			g	1,2	1,9	1,7	1,4	1,3	2,1	2,1	1,1	1,3	1,8	2,1
			g_Σ	1,3	1,8	1,9	1,5	1,3	2,9	2,1	1,1	1,3	1,8	2,9
			$ц$	0,6	2,1	1,2	0,9	1,9	1,5	2,2	2	0,7	2,4	1,5
			$ц_{\Sigma 1}$	0,7	2,0	1,4	1,0	1,8	1,6	2,2	1,9	0,8	2,2	1,7
			$ц_{\Sigma 2}$	0,7	1,9	1,7	1,1	1,8	1,9	2,2	1,9	0,9	2	1,9
		Ал.	g	1,5	2,1	2,2	2,1	1,8	2,7	—	—	1,5	2,2	2,9
			g_Σ	1,6	2,0	2,4	2,2	1,7	4,7	—	—	1,6	2,1	4,3
$Cr_{a\tau} = 0{,}53$ (для ТТ—0,51)	400	Медн.	v	1,1	3,1	2	1,5	1,9	3,1	2,2	0,8	0,9	2,4	3,1
			g	1,4	1,9	1,9	1,9	1,2	2,2	2,7	0,8	1,5	1,6	2,2
			g_Σ	1,3	1,8	2	1,9	1,1	3,2	2,9	0,9	1,4	1,8	3,2
			$ц$	1,2	1,8	1,7	1,5	1,4	2,1	2,1	0,6	1,2	1,3	2
		Ал.	g	1,5	1,8	2,4	3,1	1,2	2,6	—	—	1,9	1,3	2,6
			g_Σ	1,5	1,7	3,6	2,9	1,1	4,2	—	—	1,8	1,6	3,8

* См. примечания к табл. 10.1.

Таблица 10.4

Оптимальная геометрия т. м. м. при условии $\tau = \text{const}$ и больших размерных критериях

Критерий	Частота, *гц*	Обмотки	Минимизируемый показатель $э_i$	Оптимальные параметры геометрии ζ_0 для типов т. м. м.										
				БТ			СТ			ТТ		ЗТ		
				x	y	z	x	y	z	x	y	x	y	z
$Cr_{a\tau} = 12{,}2$ (для ТТ — 12,8)	50	Медн.	v	0,7	2,7	1,6	0,9	2,5	3	1,1	1,1	1	1,6	2,5
			g	1,1	1,9	1,7	1,3	1,3	2	0,7	0,3	1,4	1,1	2
			g_Σ	1,2	2,1	1,8	1,3	1,3	2,2	0,7	0,3	1,4	1,1	2,4
			$ц$	0,6	2,3	0,7	0,8	2	0,8	0,8	0,6	1	1,6	0,9
			$ц_{\Sigma 1}$	0,7	2,1	0,9	0,9	2	1	0,8	0,6	1,1	1,7	1,5
			$ц_{\Sigma 2}$	0,7	2	1	1	1,9	1,4	0,8	0,5	1,1	1,7	1,9
		Ал.	g	1,3	1,8	1,7	1,8	0,5	2,5	—	—	2,2	1,1	2,6
			g_Σ	1,4	1,9	1,9	1,9	0,9	2,6	—	—	2,3	1	4,1
$Cr_{a\tau} = 16{,}1$ (для ТТ — 15,6)	400	Медн.	v	1	3,2	2	1,2	2,2	3,1	1,2	0,7	1,2	1	2,8
			g	1,4	2	1,5	2	1,2	1,9	0,9	0,3	2,1	0,8	1,9
			g_Σ	1,3	2	1,7	2	1,2	2	1	0,4	1,9	1,4	2,1
			$ц$	0,9	1,8	1,4	1,4	1,9	1,5	1	0,6	1,1	1,1	1,6
		Ал.	g	1,1	0,6	1,5	2,9	0,5	2,5	—	—	1,9	0,5	2,6
			g_Σ	1	0,5	1,6	2,9	0,9	2,8	—	—	2,2	1,1	3,1

Примечания: 1. См. примечания к табл. 10.1.
2. Из технологических соображений на практике величину y не следует принимать менее, чем 0,4.

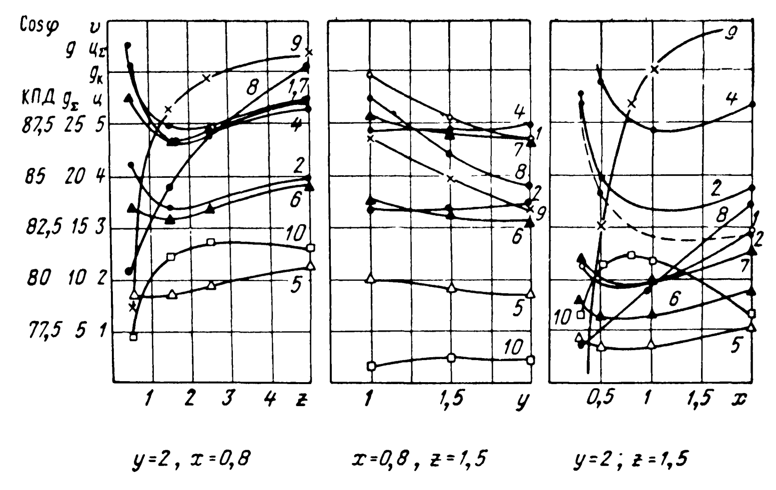


Рис. 10.9. Зависимость показателей $э_i$ для БТ от параметров геометрии при условии $\tau = \text{const}$ и $f = 50$ *гц* ($P_2 = 30$ *ва*, $Cr_{a\tau} = 0{,}42$).

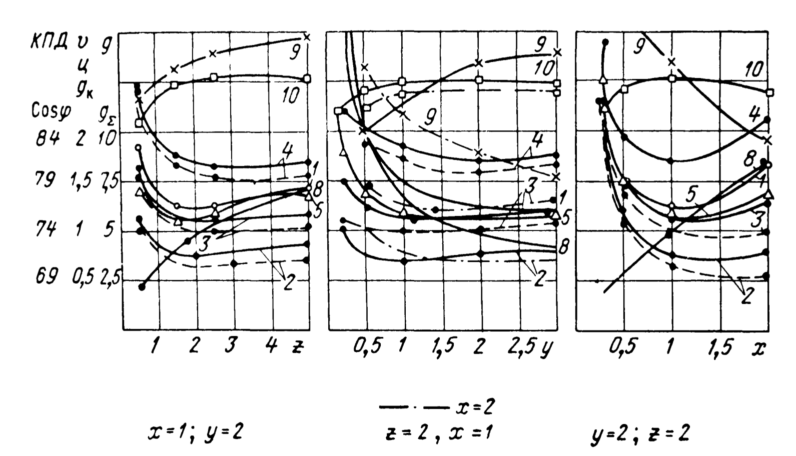


Рис. 10.10. Зависимость показателей $э_i$ для БТ от параметров геометрии при условии $\tau = \text{const}$ и $f = 400$ *гц* ($P_2 = 30$ *ва*, $Cr_{a\tau} = 0{,}53$).

проведено исследование в диапазоне изменений критерия 1 : 30 с граничными значениями $Cr_{a\tau}$ от 0,42 до 16,1, что при типовом перегреве $\tau_м = 50$ *град* и других типовых условиях соответствует изменению мощности от 30 до 1000 *ва*. При изменении перегрева до 25 и 100 *град* эти границы раздвигаются до 12—2500 *ва* и т. д. Мощности

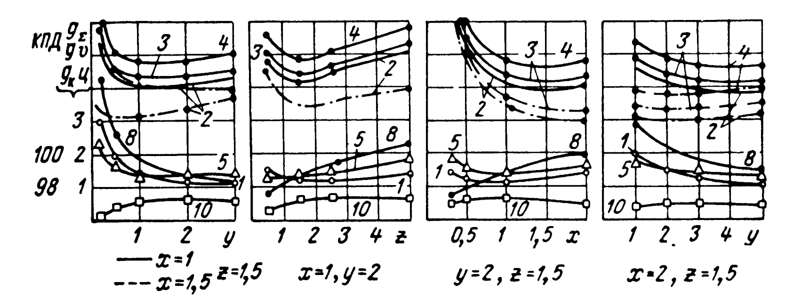


Рис. 10.11. Зависимость показателей $э_i$ для БТ от параметров геометрии при условии $\tau = \text{const}$ и $f = 400$ *гц* ($P_2 = 1000$ *ва*, $Cr_{a\tau} = 16{,}1$).

30 и 1000 *ва* будем считать типовыми, именно их имея в виду при конкретно числовой оценке результатов, если не делается оговорок.

Формальные данные оптимальной геометрии, полученные в результате исследований на ЦВМ по методике § 9.6 и 10.1, приведены для всех типов т. м. м. в табл. 10.3 и 10.4.

По данным, полученным с ЦВМ, приводим также при указанных параметрах графические зависимости для показателей эффективности *э* и $э_\Sigma$, представленных в виде функций параметров геометрии. По-прежнему зависимости даются в функции одного из параметров *x*, *y*, *z* при различных значениях остальных двух параметров, взятых в оптимальной зоне. Режимам, характерным для оптимальной геометрической зоны, соответствуют приводимые на рисунках значения критериев $Cr_{a\tau}$.

На рис. 10.9—10.11 даны кривые для БТ нормальной и повышенной частоты при разных критериях $Cr_{a\tau}$. Аналогичные зависимости для других типов т. м. м. представлены: для СТ — на рис. 10.12—10.15, для ТТ — на рис. 10.16—10.18, для ЗТ — на рис. 10.19, 10.20.

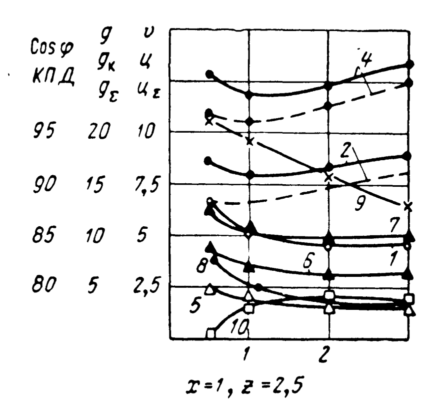


Рис. 10.12. Зависимость показателей $э_i$ для СТ от параметров геометрии при τ = const и f = 50 *гц* (P_2 = 30 *ва*, $Cr_{a\tau}$ = 0,42).

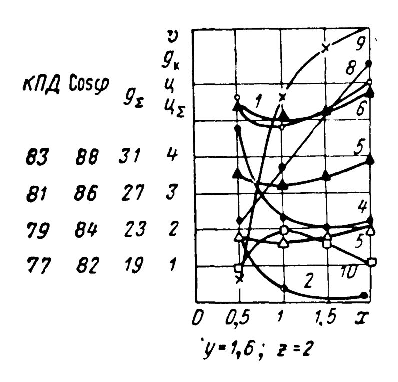
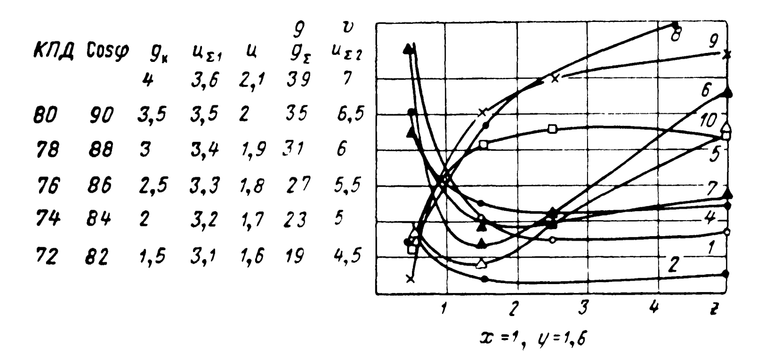


Рис. 10.13. Зависимость показателей $э_i$ для СТ от параметров геометрии при τ = const и f = 50 *гц* (P_2 = 30 *ва*, $Cr_{a\tau}$ = = 0,42).



Для ТТ в анализе учитывались особенности геометрии, отмеченные в § 5.3. Ввиду того что рассмотрение проводится для широкого диапазона мощности и размеров, важно учесть

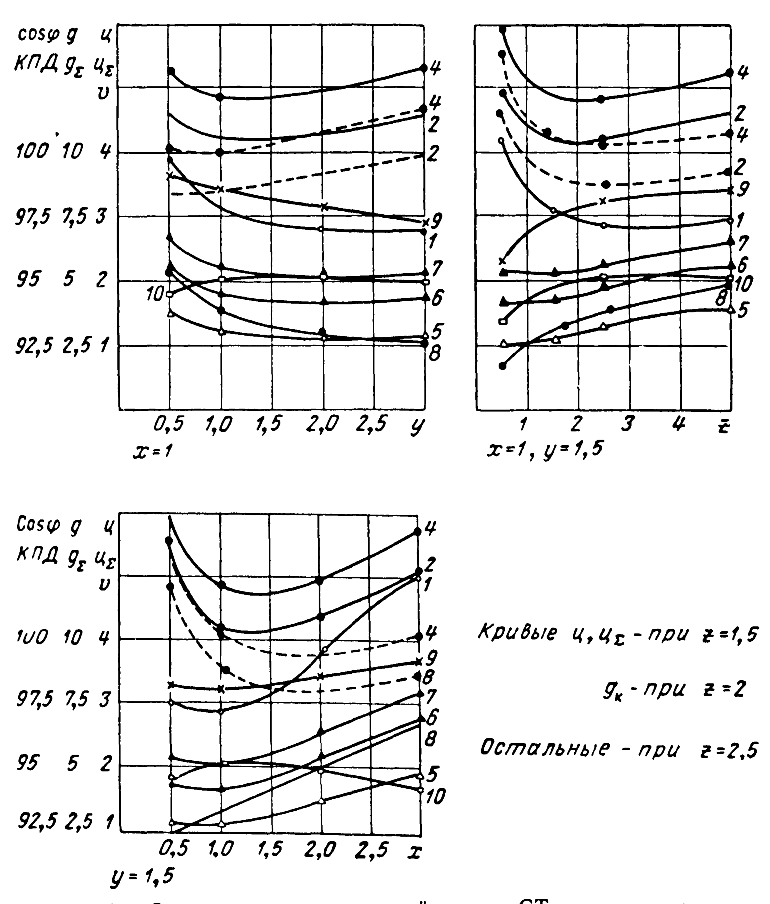


Рис. 10.14. Зависимость показателей $э_i$ для СТ от параметров геометрии при $\tau = \text{const}$ и $f = 50$ *гц* ($P_2 = 1000$ *ва*, $Cr_{a\tau} = 12{,}2$).

влияние изменения технологического отверстия диаметром δ, остающегося у ТТ после намотки, при изменении диаметра и высоты тороида. С этой целью использовалась функциональная зависимость (5.65).

Анализ изложенных материалов для всех типов т. м. м. приводит во многом к тем же принципиальным выводам,

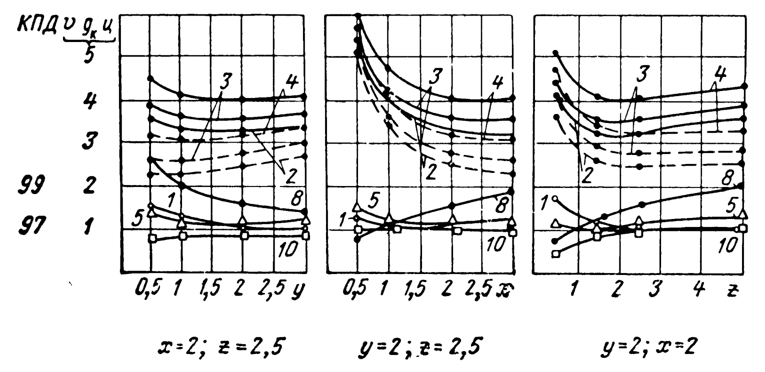


Рис. 10.15. Зависимость показателей $э_i$ для СТ от параметров геометрии при $\tau = \mathrm{const}$ и $f = 400$ *гц* ($P_2 = 1000$ *ва*, $Cr_{a\tau} = 16{,}1$):
——— — медь, — — — алюминий.

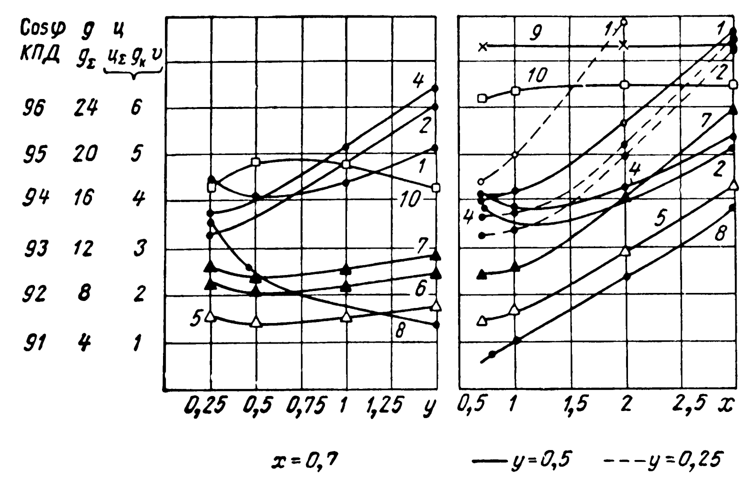


Рис. 10.16. Зависимость показателей $э_i$ для ТТ от параметров геометрии при $\tau = \mathrm{const}$ и $f = 50$ *гц* ($P_2 = 1000$ *ва*, $Cr_{a\tau} = 12{,}8$).

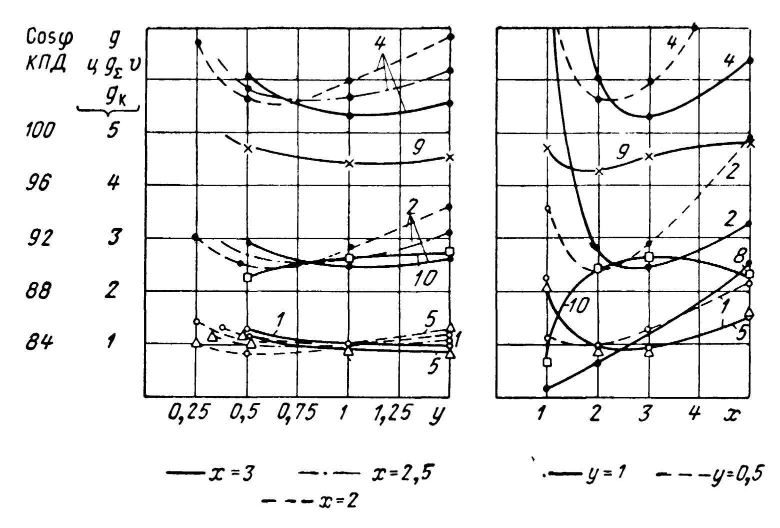


Рис. 10.17. Зависимость показателей $э_i$ для ТТ от параметров геометрии при $\tau = \text{const}$ и $f = 400$ *гц* ($P_2 = 30$ *ва*, $Cr_{a\tau} = 0{,}51$).

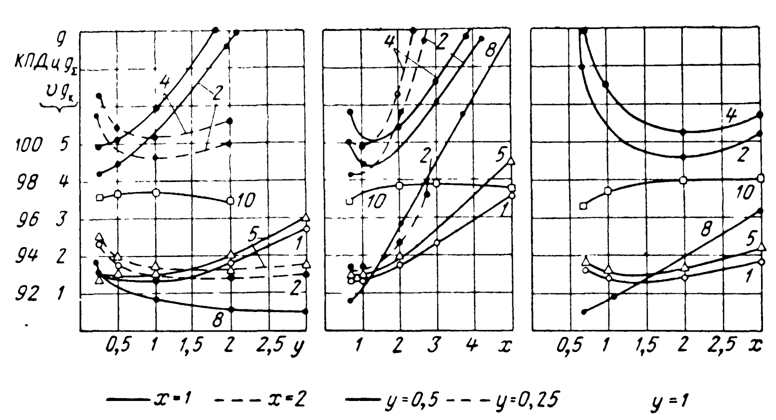


Рис. 10.18. Зависимость показателей $э_i$ для ТТ от параметров геометрии при $\tau = \text{const}$ и $f = 400$ *гц* ($P_2 = 1000$ *ва*, $Cr_{a\tau} = 15{,}6$).

что и для т. м. м. при заданном падении напряжения (§ 10.3). Это относится к сравнению оптимальных геометрий по показателям $э$ и $э_{\Sigma}$, по различным показателям $э_i$ при

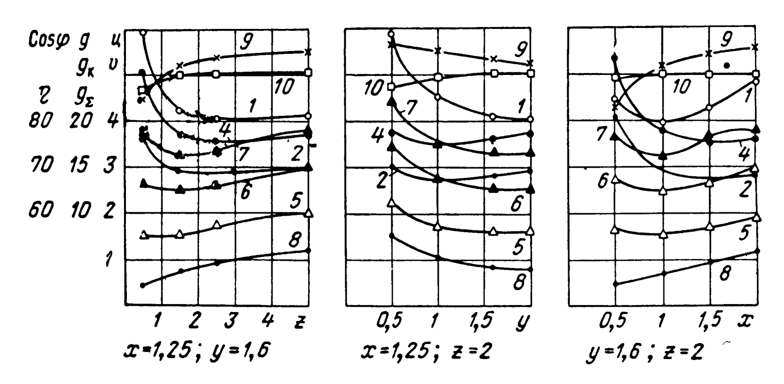


Рис. 10.19. Зависимость показателей $э_i$ для ЗТ от параметров геометрии при $\tau = \text{const}$ и $f = 50$ *гц* ($P_2 = 80$ *ва*, $Cr_{a\tau} = 1$).

данной частоте, по данному показателю $э_i$ при разной частоте; к оценке характера экстремумов и возможностей практической реализации теоретических минимумов;

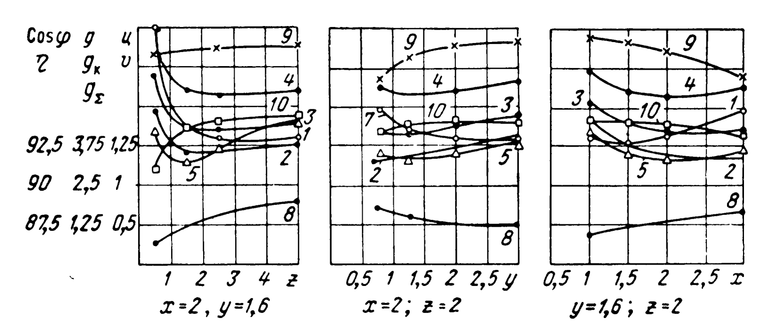


Рис. 10.20. Зависимость показателей $э_i$ для ЗТ от параметров геометрии при $\tau = \text{const}$ и $f = 400$ *гц* ($P_2 = 80$ *ва*, $Cr_{a\tau} = 1{,}3$).

к сравнению параметров x_0 и z_0 одного и того же типа т. м. м. при разной частоте и параметров x_0, y_0, z_0 для оптимумов веса, объема и стоимости при одной частоте; к оценке изменения параметров оптимальной геометрии при переходе от медных к алюминиевым обмоткам; к оценке роли пока-

зателя $g_к$; к установлению факта различия параметров оптимальной геометрии x_0, y_0, z_0 у разных типов т. м. м.

Если сравнить оптимальную геометрию при различных размерных критериях $Gr_{a\tau}$, то выводы будут несколько иными. Для ТОС они сохраняются принципиально прежними: с ростом $Gr_{a\tau}$ (т. е. с ростом P_2 или при снижении $\tau_м$ и т. д.) оптимальная геометрия претерпевает некоторые изменения, из которых наиболее существенное — уменьшение z, оптимального по расходу меди и по стоимости при нормальной частоте. Но для ТТ картина существенно меняется: с увеличением размеров (мощности) т. м. м. при прочих равных условиях оптимальная геометрия трансформируется радикальным образом: уменьшается параметр y и особенно сильно x. Физическое объяснение этому факту следует искать в прогрессирующем отрицательном влиянии внутреннего перепада температур в катушке, возрастающего с ростом размеров и играющего большую роль у ТТ, как это было отмечено в § 7.5. Известную роль играет также влияние окна δ. Таким образом, если для ТОС в известных случаях допустимо создавать размерные ряды сердечников подобной геометрии, то для ТТ это неправомерно. Оптимальный ряд сердечников для ТТ должен обрести планомерно уменьшающиеся значения x и y по мере роста размеров. Уже с этой точки зрения существующий нормализованный ряд сердечников ОЛ (табл. П14.3), построенный по принципу $x = \text{const}$, $y = \text{const}$, существенно неоптимален. При этом ухудшение показателей эффективности у ТТ малых размеров, имеющих геометрию, оптимальную для больших размеров или наоборот, весьма значительно. Как показывает анализ, это ухудшение может доходить для стоимости и веса до 15—30%, объема — 15—20% относительно возможного минимума.

Если сравнить оптимальную геометрию т. м. м. различных типов при $\tau = \text{const}$ для идентичных показателей и одной частоты, оказывается, что у СТ и 3Т величина x_0 больше, чем у БТ и 1СТ, а параметр z_0 у СТ и 1СТ больше, чем у БТ и 3Т. В отличие от случая $u = \text{const}$, величина y_0 для СТ и 3Т меньше, чем для БТ и 1СТ. Что касается ТТ, то при малых размерах, по-прежнему величина x_0 максимальна по сравнению с другими типами т. м. м., но при больших размерах, наоборот, x_0 становится минимальным. Вторым отличием для ТТ будет и минимальное значение параметра y при больших критериях $Cr_{a\tau}$.

Оценивая оптимальность описанных в гл. 6 нормализованных рядов сердечников, геометрия которых определена условиями (6.5) и (6.6), можно прийти к следующим выводам. Сердечники Ш, ШЛ, ПЛ, ТЛ близки к оптимальным по весу, а при повышенной частоте — и по объему и стоимости. При этом все эти сердечники могли бы быть совершеннее с точки зрения расхода проводов (меди) в т. м. м. без ухудшения остальных показателей (за счет некоторого уменьшения параметра z). Для т. м. м. нормальной частоты сердечники ПЛ по стоимости и расходу меди, а сердечники Ш, ШЛ, ТЛ и по объему заметно неоптимальны, хотя здесь проигрыш и меньше, чем при условии $u = \text{const}$. Неоптимальность обусловлена заметным увеличением параметров x и z против оптимальных. Сердечники ОЛ имеют чрезмерные значения x и y, особенно при больших размерах. Здесь превышения над возможными оптимумами показателей $э_i$ весьма значительны. Сердечники ПЛР, ПЛМ, а также ШЛМ, разработанные в последнее время ввиду доказанной неоптимальности сердечников ШЛ, ближе к оптимальным при нормальной частоте, однако и им свойственны отступления от условия минимальной стоимости и возможной минимизации показателя $g_к$.

Все упомянутые здесь ряды сердечников приведены в таблицах приложений 3, 7 (сводку рядов см. в табл. П6.7). Оценка оптимальности геометрии т. м. м. с привлечением конкретных данных произведена ниже, в § 10.7.

10.5. Оптимальная геометрия высокотемпературных т. м. м., оптимальная геометрия по величине к. п. д.

Рассмотрим влияние температурного режима на оптимальную геометрию т. м. м. В последние годы часто возникает необходимость в использовании высокотемпературных трансформаторов (§ 1.3), работающих либо при повышенной температуре среды $t_с$, либо с повышенным перегревом $\tau_м$.

Обратимся к (9.23) и (9.27) и размерным критериям $Cr_{a\tau}$ (9.64), (9.65). Повышение $t_с$ и $\tau_м$ приводит к увеличению коэффициента теплоотдачи α (α_0') по выражению (7.6) и удельного сопротивления ρ по (5.37). При этом, как показывают расчеты, отношение α/ρ при больших $t_с$, $\tau_м$ растет, значит, уменьшаются размерные критерии $Cr_{a\tau}$. Следова-

тельно, для показателей эффективности $э$ оптимальная геометрия высокотемпературных т. м. м. подчиняется уже выявленным соотношениям по табл. 10.3, 10.4 и рисункам, приведенным в § 10.4, при малых критериях $Cr_{a\tau}$. (Напомним, что коэффициент внутреннего перепада температуры Γ согласно выводам § 7.5, 7.6 очень мало зависит от перегрева $\tau_м$.)

Одновременно с ростом α согласно выражению (9.6) растет допустимая индукция B, что ускоряет приближение условия $B \geqslant B_s$ и наступление вынужденного теплового режима (§ 9.1, 14.3). Это особенно будет сказываться при увеличении перегрева $\tau_м$. Переход к режиму $B = B_s$ при прочих равных условиях наступит тем быстрее (при тем меньших $\tau_м$), чем ниже частота f и меньше величина p_1. Поэтому оптимальная геометрия высокотемпературных т. м. м. тяготеет к геометрии ТВР, т. е. к геометрии т. м. м. нормальной частоты для обычных условий. Можно установить соответствие между значениями t_c, $\tau_м$ и граничными значениями частоты $f_{гр}$, ниже которых имеет место вынужденный тепловой режим. При соблюдении условия $f > f_{гр}$ оптимальная геометрия определяется параметрами, свойственными ТЕР.

Наконец, при увеличении t_c, и особенно $\tau_м$, в соответствии с выражениями (9.5), (9.20) и вследствие изменения коэффициента α при данных размерах т. м. м. растут потери $p_к$, значит, и $p_{к2}$, причем согласно формуле (9.23) — для более характерных в данном случае ТВР — растут быстрее, чем мощность P_2. Поэтому по (9.13) возрастает падение напряжения, и оно может превысить допустимую величину. В этом случае критичным условием проектирования вместо условия $\tau = \mathrm{const}$ станет условие $u = \mathrm{const}$ и оптимальная геометрия определится полученными данными для этого условия (§ 10.3).

Таким образом, для высокотемпературных т. м. м. нет какой-то специфичной оптимальной геометрии по показателям $э$. Она совпадает с оптимальной геометрией, уже приведенной выше, либо при условии заданного падения напряжения, либо — перегрева. Следовательно, для конкретного выбора оптимальной геометрии высокотемпературных т. м. м. достаточно определить критичное условие проектирования при заданном сочетании мощности, частоты и значений t_c и $\tau_м$. Сказанное нельзя в той же мере распространить на показатели $э_\Sigma$, среди которых для высокотем-

пературных т. м. м., используемых кратковременно в специальной технике, практически интересен только системный вес g_Σ. Ввиду возрастания роли потерь присоединенный вес $g_{\text{пр}}$ по выражению (5.98) получает тенденцию к росту и может в большей степени сказаться на изменении оптимальной геометрии, чем при обычных условиях. Окончательные выводы могут быть сделаны только при известных конкретных условиях проектирования с использованием изложенного метода исследования.

Однако можно указать те граничные изменения оптимальных параметров геометрии, которые могут иметь место. Очевидно, они будут соответствовать гипотетическому случаю, когда $g_{\text{пр}} \gg g$ и $g_\Sigma \approx g_{\text{пр}}$, т. е. когда величина $k_{\text{пот}}$ (и к. п. д. т. м. м.) становится давлеющим фактором. Влияние $\cos\varphi$ мы опускаем, поскольку с ростом $\tau_{\text{м}}$ размеры и намагничивающий ток т. м. м. при данной мощности уменьшаются и последний влияет все меньше и меньше. Таким образом, в качестве указанного предельного случая следует определить геометрию т. м. м., обеспечивающую максимальный к. п. д. при малых размерных критериях $Cr_{a\tau}$. Параметры подобной геометрии, полученные в результате анализа, приведены в табл. 10.5. Кривые η (x, y, z) представлены на всех приводившихся ранее графиках геометрии.

Таблица 10.5

Оптимальная геометрия т. м. м. по величине к. п. д. при условии $\tau = \text{const}$

Частота, *гц*	Оптимальные параметры геометрии ζ_0 для типов т. м. м.													
	БТ			СТ			ТТ		ЗТ			1СТ		
	x	*y*	*z*	*x*	*y*	*z*	*x*	*y*	*x*	*y*	*z*	*x*	*y*	*z*
50	0,7	1,8	2,7	1	1,7	2,9	2,3	1,6	1,2	2	3,4	0,9	2	3,8
400	1,2	1,8	2,9	1,5	1,4	3,8	3,1	1,2	1.4	1,8	4,3	1,3	1,6	4,6

Примечание. Данные приведены при малых размерных критериях.

Во всех случаях оптимальная геометрия по величине g_Σ будет промежуточной между оптимальной геометрией по весу g и геометрией по табл. 10.5. Важно заметить, что оптимальная геометрия по величине к. п. д. близка к опти-

мальной геометрии по весу при повышенной частоте и по объему — при нормальной.

Для наглядной оценки изложенных выводов приводим зависимости показателей эффективности v, g, g_{Σ}, а также

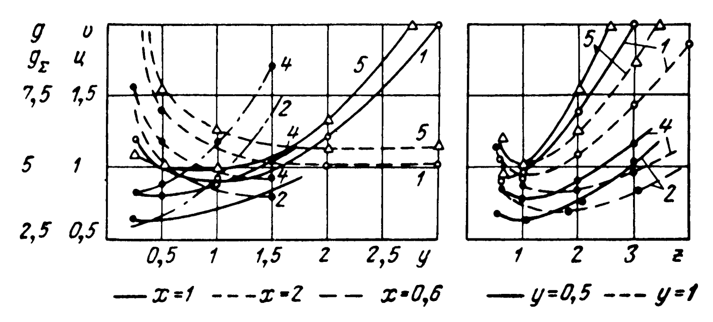


Рис. 10.21. Зависимость удельных показателей технико-экономической эффективности от параметров геометрии при высокой температуре окружающей среды и нормальной частоте (ТТ, τ = const, f = 50 *гц*, P_2 = 1000 *ва*, $Cr_{a\tau}$ = 12,8).

к. п. д. от геометрических соотношений при высокой температуре окружающей среды и высоком перегреве. Эти данные приводим при t_c = 200° С и обычном перегреве на

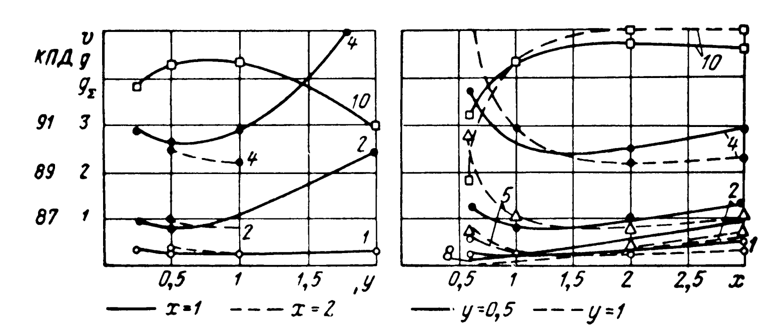


Рис. 10.22. Зависимость удельных показателей технико-экономической эффективности от параметров геометрии при высокой температуре окружающей среды и повышенной частоте (ТТ, τ = const, f = 400 *гц*, P_2 = 1000 *ва*, $Cr_{a\tau}$ = 15,6).

рис. 10.21 и 10.22. Данные приведены для ТТ, который, как отмечалось, наиболее чувствителен к изменениям геометрии и внутреннему перепаду температуры.

При решении на ЦВМ рассматриваемой задачи для высокотемпературных т. м. м. коэффициент теплоотдачи α вычислялся по точной формуле (7.6) и задавался в табулированном виде (приложение 6.1).

10.6. Критерии оптимальности геометрии. Компромиссная геометрия

Критерии оптимальности геометрии. Установленные выше геометрические соразмерности т. м. м. для различных вариантов проектирования значительно шире, чем известные классические условия соразмерности в мощном трансформаторостроении [66, 204]. Вообще говоря, последние будут иметь место и для т. м. м., если вместо проведенного анализа принять, в частности, $j = \text{const}$, $B = \text{const}$, $\alpha = \text{const}$, не накладывая условия $\tau = \text{const}$ или $u = \text{const}$, и отказаться от учета целого ряда факторов. Однако, как отмечалось, такие допущения для т. м. м. неправомерны.

Вариантность соразмерностей для т. м. м. обусловлена разнообразием требований и условий эксплуатации. Определение соразмерностей совокупностью параметров x, y, z значительно более строго и полно, чем распространенные определения через соотношения весов или сечений сердечника и катушек $G_с/G_к$, $s_с/s_{ок}$. Последние не могут однозначно охарактеризовать оптимальную геометрию, так как им свойственна одна избыточная степень свободы. Действительно, то или иное значение этих соотношений можно получить при различных сочетаниях x, y, z, лишь ограниченная часть которых будет оптимальной. В то же время, зная оптимальные x, y, z, можно однозначно по выражениям (5.62) и табл. 5.4 определить соответствующие им $G_с/G_к$, $s_с/s_{ок}$. Заметим, что при вариации параметров геометрии, позволяющей практически оставаться в оптимальной зоне (§ 10.7), отношения $G_с/G_к$, $s_с/s_{ок}$ могут изменяться в широких пределах.

Остановимся теперь на самом понятии оптимальной геометрии. Выше приводились формальные данные оптимальной геометрии, от которой по многим причинам в той или иной степени неизбежно приходится отступать. Поэтому можно говорить о практической оптимальной, т. е. рациональной, геометрии, к реализации которой нет практических препятствий. Однако надо знать, насколько мы

при этом проиграли по сравнению с теоретическим минимумом показателей $э_i$. Поэтому необходимо установить объективные критерии для однозначной и конкретной оценки оптимальности геометрии. С этой целью введем коэффициент неоптимальности геометрии по данному показателю эффективности $k_{эi}$ как отношение показателя $э_i$ при данной геометрии к его возможному теоретическому минимуму при прочих равных условиях (оптимуму) $э_{i\ min}$:

$$k_{эi} = э_i / э_{imin}. \quad (10.6)$$

Здесь буква i заменяется интересующим нас показателем в зависимости от целей анализа. Так, коэффициент неоптимальности по весу $k_{эg} = g/g_{min}$, по объему $k_{эv} = v/v_{min}$ и т. д. Для показателя $g_к$ возьмем величину, характеризующую относительный расход проводникового материала $k'_{эgк} = g_к/g_{к\,(v)}$, где $g_{к\,(v)}$ — величина $g_к$ при геометрии, оптимальной по объему v.

Если реализована оптимальная геометрия для одного из показателей $э_i$, то соответствующий ему коэффициент неоптимальности равен 1. Условие $k_{эi} = 1$ есть условие оптимума (минимума соответствующего показателя $э_i$). При этом, как показано в § 10.3, 10.4, остальные показатели принципиально неоптимальны, для них $э_i > э_{i\ min}$ и $k_{эi} >$ > 1, причем превышение $k_{эi}$ над 1 обусловлено только неоптимальностью геометрии. Скажем, величина $k_{эv} =$ $= 1,17$ означает, что степень неоптимальности данной геометрии характеризуется увеличением удельного объема против минимально возможного в 1,17 раза, т. е. на 17% и т. д.

Понятие компромиссной геометрии. Постоянно встает один из важных вопросов при практической реализации выводов по оптимальной геометрии т. м. м.— как выбрать геометрию, если необходимо получить достаточно удовлетворительные результаты по ряду показателей $э_i$, как найти тот практический оптимум, который позволил бы, не потеряв много против идеала, примирить многочисленные и противоречивые требования, вытекающие как из практических соображений (технологии и др.), так и из факта различия теоретических оптимумов по разным показателям эффективности. В частности, этот вопрос со всей остротой возникает при построении стандартных рядов сердечников, номенклатуру которых, как и номенклатуру типоразмеров в пределах каждого ряда, желательно максимально

ограничить, исходя из требований унификации — одного из важнейших требований на современном уровне развития техники.

На пути решения этого вопроса автором предложено понятие *компромиссной геометрии* как некоторой промежуточной геометрии, не оптимальной ни по одному из показателей, но близкой к оптимальной для ряда из них. Используя введенный выше коэффициент неоптимальности, теперь можно дать математическую трактовку этого понятия. (Впервые для маломощных дросселей фильтров подобный вопрос поставлен в работе [85]).

Предположим, рассматривается $n_э$ показателей эффективности $э_i$ при некоторой геометрии. Установим эффективно взвешенный коэффициент неоптимальности $K_{э\ n}$ для гаммы показателей $э_i$:

$$K_{эn} = \sqrt[\sum\limits_{i=1}^{n_э} \lambda_{эi}]{\prod_{i=1}^{n_э} k_{эi}^{\lambda_{эi}}} = \sqrt[\sum\limits_{i=1}^{n_э} \lambda_{эi}]{k_{э1}^{\lambda_{э1}} k_{э2}^{\lambda_{э2}} \ldots k_{э(n-1)}^{\lambda_{э(n-1)}} k_{эn}^{\lambda_{эn}}}, \qquad (10.7)$$

где $k_{эi}$ определяется по выражению (10.6) для каждого из рассматриваемых показателей $э_i$ от 1 до $n_э$; $\lambda_{эi}$ — коэффициент значимости каждого данного показателя, задаваемый из тех или иных соображений (коэффициент веса).

Величину $K_{эn}$ назовем групповым коэффициентом неоптимальности по $n_э$ показателям эффективности. Коэффициенты $k_э$ по формуле (10.6) являются частным случаем группового коэффициента $K_{эn}$ при условии $n_э = 1$ или $\lambda_{эi} \to \infty$ и могут быть названы частными коэффициентами неоптимальности.

Решение подобной задачи возможно также с помощью иного критерия приближения, известного из теории вероятностей и основанного на поиске разностей, именно критерия

$$\sum p'(э)\,[э_i - э_{i\,min}]^{\chi}, \qquad (10.8)$$

где χ — показатель степени приближения; $p'(э)$ — вероятностная характеристика (функция относительного веса), отражающая роль каждого из взятых $n_э$ показателей. При условии $э_i - э_{i\,min} > 0$ показатель χ может быть принят за 1. У нас данное условие тождественно соблюдается. В этих обстоятельствах более наглядная для прак-

тических оценок формула (10.7) дает те же результаты, что и рассматриваемая (если взять разность $K_{эп} - 1$), а коэффициент значимости $\lambda_{эi}$ выполняет те же функции, что и вероятностная характеристика p' (э).

С учетом изложенного компромиссной геометрией по $n_э$ показателям эффективности назовем такую геометрию т. м. м., при которой достигается минимум группового коэффициента неоптимальности $K_{эп}$, т. е. соблюдается условие

$$K_{эп} = K_{эп\,min(n_э)}. \qquad (10.9)$$

Отношение коэффициентов

$$c_{кэi} = k_{эi}/K_{эп} \qquad (10.10)$$

можно назвать коэффициентом компромисса. Увеличение этого коэффициента для того или иного показателя означает, что компромисс достигнут в известной мере за счет именно этого показателя и наоборот. Поясним сказанное примером. Скажем, необходимо создать компромиссную геометрию по весу, объему и стоимости с коэффициентами значимости $\lambda_{эg} = 3$, $\lambda_{эv} = 2$, $\lambda_{эц} = 1$. Сравниваются три варианта геометрии, характеризующиеся частными коэффициентами неоптимальности:

Частный коэффициент неоптимальности	Вариант I	Вариант II	Вариант III
$k_{эg}$	1	1,14	1,21
$k_{эv}$	1,21	1	1,06
$k_{эц}$	1,43	1,12	1
По выражениям (10.7) и (10.10) определяем $K_{эп} = K_{gvц}$ и $c_{кэi}$:			
$K_{gvц}$	1,13	1,09	1,12
$c_{kэg}$	0,89	1,05	1,08
$c_{kэv}$	1,07	0,92	0,95
$c_{kэц}$	1,26	1,03	0,90

Таким образом, вариант II является оптимальным (величина $K_{gvц}$ минимальна), причем компромисс достигнут за счет веса и в некоторой степени — стоимости и в пользу объема ($c_{кэд} > c_{кэ\,ц} > c_{кэv}$). При равной значимости всех показателей из формулы (10.8) находим

$$K_{эп} = \sqrt[n_э]{\prod_{i=1}^{n_э} k_{эi}} = \sqrt[n_э]{k_{э1} k_{э2} \ldots k_{э(n-1)} k_{эп}}. \qquad (10.11)$$

Использование группового коэффициента неоптимальности позволяет определить компромиссную геометрию при различных задаваемых требованиях, а частных коэффициентов — оценивать отступления от оптимумов для каждого из показателей $э_i$. Так, частные коэффициенты $k_{эi}$ использованы в § 10.6—10.8 при оценке значений $э_i$ для разных характерных соотношений геометрических параметров.

Понятие компромиссной геометрии можно распространить и на т. м. м., проектируемые при различных требованиях: целесообразно поставить вопрос о возможности создания компромиссной геометрии для т. м. м. нормальной и повышенной частоты, для т. м. м. при заданном перегреве и заданном падении напряжения или для всех этих условий совместно. То же можно сказать о т. м. м. с медными и алюминиевыми обмотками.

Подобную компромиссную геометрию можно оценить аналогично коэффициентам (10.7) и (10.9) вариантным коэффициентом неоптимальности $K_в$. В этом случае в формуле (10.7) под $n_э$ следует понимать число вариантов $n_в$, под $k_{эi}$ — частные показатели неоптимальности для каждого из вариантов, под $\lambda_{эi}$ — коэффициент значимости каждого варианта $\lambda_{вi}$. Тогда получим наиболее общее выражение:

$$K_в = \sqrt[\sum_{i=1}^{n_в} \lambda_{вi}]{\prod_{i=1}^{n_в} k_{эi}^{\lambda_{вi}}} =$$

$$= \sqrt[\sum_{i=1}^{n_в} \lambda_{вi}]{k_{э1}^{\lambda_{в1}} k_{э2}^{\lambda_{в2}} \ldots k_{э(n_в-1)}^{\lambda_{в(n_в-1)}} k_{эn_в}^{\lambda_{вn_в}}}. \qquad (10.12)$$

Компромиссная геометрия различных типов т. м. м. Для т. м. м. наименьшей стоимости выбирать геометрию следует, исходя в основном из показателей $ц$, $ц_\Sigma$ и $g_к$, поскольку вес и объем здесь обычно являются вспомогательными характеристиками. Поэтому, располагая изложенными выводами по оптимальной геометрии, в этом случае легче создать оптимальный т. м. м.

Сложнее обстоит дело с т. м. м. для спец- и промышленной аппаратуры. До настоящего времени при проектирова-

нии т. м. м. наименьшего веса и объема на стоимость совершенно не обращали внимания. Однако подобный подход уже не удовлетворяет требованиям сегодняшнего дня, когда во всех отраслях народного хозяйства вопросы экономики выдвигаются на первый план. Поэтому мы поставим задачу так: оставляя, естественно, приоритет за весом (объемом) и стремясь получить т. м. м. возможно минимального веса и объема, нужно не терять в то же время существенно в стоимости и расходе меди. Для данной категории т. м. м, следовательно, необходимо определить компромиссную геометрию по весу, объему и в некоторой степени — стоимости. Эту задачу решаем поиском условий минимума группового коэффициента неоптимальности $K_{эп} = K_{gvц} = k_{эц}K_{gv}$, причем по формуле (10.7)

$$K_{gvц} = \sqrt[\sum_{i=1}^{2} \lambda_{эi}]{k_{эц}^{\lambda_{эц}} K_{gv}^{\lambda_{gv}}}\,.$$

Принимаем коэффициенты значимости $\lambda_{эg} = \lambda_{эv} = 1$, $\lambda_{gv} = 2$, $\lambda_{эц} = 1$. В случае равенства коэффициентов $K_{gvц}$ предпочтение отдадим варианту геометрии, для которого минимален показатель $g_к$. Величина y должна быть ограничена условием $y \leqslant 2$ из технологических соображений. Данную задачу надо решить для обоих условий проектирования (при постоянном перегреве и постоянном падении напряжения), для т. м. м. нормальной и повышенной частоты всех типов.

Полученные с помощью ЦВМ результаты приводим в табл. 10.6, 10.7 при типовых значениях размерных критериев Cr_{au} и $Cr_{a\tau}$; весовые данные приводим для т. м. м. с медными обмотками. В таблицы занесены параметры компромиссной геометрии, а также соответствующие им частные коэффициенты неоптимальности $k_{эi}$ для каждого показателя $э_i$ и групповой коэффициент $K_{gvц}$. Параметры геометрии определены с точностью шага 0,1.

Данные таблиц показывают, что при обоснованно выбранной компромиссной геометрии удается для основных минимизируемых показателей v, g получить величины, не превосходящие, как правило, их теоретических минимумов более чем на 2—10% при групповом коэффициенте неоптимальности $K_{gvц}$ в тех же пределах. Несколько больше проигрыш по стоимости, что легко объяснить взятым для $k_{эц}$

Таблица 10.6

Компромиссная геометрия т. м. м. при условии
$u = \text{const}$ ($K_{gv\text{ц}} = K_{gv\text{ц}\ min}$)

Частота		Нормальная					Повышенная				
Тип т. м. м.		БТ	СТ	ТТ	ЗТ	1СТ	БТ	СТ	ТТ	ЗТ	1СТ
Значения критерия Cr_{au}		5,6	5,6	6,2	5,6	5,6	5,6	5,6	6,2	5,6	5,6
Параметры компромиссной геометрии ζ_0	x_0	0,6	1	2	1,2	0,8	1	1,6	3	1,8	1
	y_0	2	2	2	2	2	2	1,6	2	1,6	2
	z_0	1,5	2,5	—	2,5	2,5	2	3,5	—	3	2,5

23—516

Коэффициенты неоптимальности		$K_{gvц}$	1,05	1,05	1,02	1,05	1,10	1,11	1,07	1,08	1,04	1,04
	$k_{эi}$ при $P_2 = 30$ *вт*	$k_{эv}$	1,01	1,02	1,00	1,00	1,06	1,13	1,00	1,07	1,05	1,03
		$k_{эg}$	1,05	1,03	1,00	1,04	1,06	1,08	1,01	1,04	1,01	1,06
		$k_{эg\Sigma 1}$	—	—	—	—	—	1,06	1,07	1,00	1,02	1,09
		$k_{эg\Sigma 2}$	1,07	1,06	1,00	1,07	1,06	1,01	1,05	1,03	1,04	1,15
		$k_{эц}$	1,10	1,10	1,06	1,11	1,18	1,11	1,19	1,14	1,05	1,02
		$k'_{эgк}$	1,18	1,0	1,0	1.0	1,63	1,46	1,83	1,32	1,27	1,98
		$k_{эц\Sigma 1}$	1,02	1,03	1,01	1,05	1,13	—	—	—	—	—
		$k_{эц\Sigma 2}$	1,01	1,02	1,02	1,02	1,06	—	—	—	—	—

П р и м е ч а н и я: 1. Значения параметров ζ_0 получены с учетом примечания 1 к табл. 10.1 и округлены.
2. Значения коэффициентов неоптимальности округлены до сотых.

Таблица 10.7

Компромиссная геометрия т. м. м. при условии $\tau = \mathrm{const}$ $(K_{gvц} = K_{gvц\,min})$*

Размерные критерии			Нормальная				Повышенная			
	Частота		Нормальная				Повышенная			
	Тип т. м. м.		БТ	СТ	ТТ	1СТ	БТ	СТ	ТТ	1СТ
	Значения $Cr_{a\tau}$		0,42	0,42	0,44	0,42	0,53	0,53	0,51	0,53
Малые	Параметры компромиссной геометрии ζ_0	x	0,8	1	2	0,9	1	1,6	2,5	1,2
		y	2	1,6	1,5	2	2	1,6	1	1,6
		z	1,8	2,3	—	2	2	2,4	—	2,5
	Коэффициенты неоптимальности	$K_{gvц}$	1,05	1,09	1,04	1,08	1,05	1,06	1,04	1,08
	Коэффициенты неоптимальности: $k_э$ при $P_2 = 30$ *ва*	$k_{эv}$	1,03	1,07	1,00	1,09	1,03	1,07	1,01	1,07
		$k_{эg}$	1,03	1,11	1,03	1,05	1,10	1,07	1,01	1,09
		$k_{эg\Sigma 1}$	—	—	—	—	1,01	1,10	1,01	1,01
		$k_{эg\Sigma 2}$	1,02	1,06	1,02	1,07	1,04	1,17	1,02	1,00
		$k_{эц}$	1,10	1,07	1,11	1,08	1,02	1,04	1,09	1,09
		$k_{эц\Sigma 1}$	1,03	1,03	1,01	1,05	—	—	—	—
		$k_{эц\Sigma 2}$	1,01	1,02	1,00	1,04	—	—	—	—
		$k_{эgк}$	1,31	1,00	1,06	1,13	1,18	1,12	1,08	1,26

Большие	Частота		Нормальная				Повышенная			
	Тип т. м. м.		БТ	СТ	ТТ	ЗТ	БТ	СТ	ТТ	ЗТ
	Значения критерия $Cr_{a\tau}$		12,2	12,2	12,8	3,05	16,1	16,1	15,6	3,8
	Параметры компромиссной геометрии ζ_0	x	0,8	1	0,7	1,2	1	1,6	1	2
		y	2	1,6	0,5	1,6	2	1,6	0,4	1,6
		z	1,6	2	—	2	1,8	2,2	—	2,5
	Коэффициенты неоптимальности	$K_{gv\text{ц}}$	1,07	1,11	1,05	1,07	1,07	1,10	1,03	1,07
	$k_э$ при $P_2 = 1000$ *ва*	$k_{эv}$	1,05	1,08	1,01	1,04	1,06	1,08	1,04	1,06
		$k_{эg}$	1,06	1,05	1,15	1,04	1,06	1,07	1,05	1,10
		$k_{эg\Sigma 1}$	—	—	—	—	1,06	1,06	1,03	1,03
		$k_{эg\Sigma 2}$	1,03	1,05	1,12	1,03	1,05	1,04	1,02	1,02
		$k_{эц}$	1,12	1,20	1,00	1,14	1,08	1,14	1,00	1,07
		$k_{эц\Sigma 1}$	1,09	1,10	1,00	1,06	—	—	—	—
		$k_{эц\Sigma 2}$	1,05	1,08	1,00	1,02	—	—	—	—
		$k_{эg\text{к}}$	1,18	1,06	1,00	1,00	1,15	1,08	1,32	1,14

* См. примечания к табл. 10.6.

коэффициентом значимости $\lambda_{эц} = 1$ при $\lambda_{gv} = 2$. Отклонения для g_Σ лежат в тех же зонах, что и веса g, а для $ц_\Sigma$ — заметно меньше, чем для $ц$, что объясняется отмеченным в § 10.5 фактом близости оптимальной геометрии по к. п. д. к оптимальной геометрии по весу или объему. Видно также, что наиболее заметно может превышать единицу коэффициент $k'_{эg\,к}$ и что в целом для т. м. м. повышенной частоты он существенно выше, чем при нормальной частоте.

Из табл. 10.6, 10.7 следует практически важный вывод: коэффициенты неоптимальности для объема $k_{эv}$ весьма близки к единице, т. е. компромиссная геометрия тяготеет к оптимальной геометрии по объему. Поэтому на практике, создавая т. м. м. компромиссной геометрии, первым ориентиром можно взять оптимальную геометрию по величине v. Это не относится к т. м. м. повышенной частоты при условии $u = \text{const}$, где компромиссная геометрия ближе к оптимальной по весу.

Если сравнить, в какой степени при компромиссной геометрии вес $g_к$ превышает свое значение при геометрии, для которой $v = v_{min}$ или $ц = ц_{min}$, результаты оказываются неблагоприятными — рост $g_к$ доходит до 20—80%. Показатель $g_к$ наиболее чутко реагирует на изменения геометрии, что уже отмечалось.

Для разных типов т. м. м. степень приближения компромиссной геометрии к оптимумам примерно одинакова с некоторыми колебаниями в зависимости от условий. Несколько лучшими результатами при условии $\tau = \text{const}$ выделяется лишь ТТ, а среди остальных типов — БТ.

Можно заключить также, что компромиссные геометрии различны для четырех условий проектирования ($u = \text{const}$, $\tau = \text{const}$, нормальная и повышенная частота). Основным отличием, наиболее существенно влияющим на показатели эффективности, является увеличение относительной ширины окна x для оптимальных т. м. м. повышенной частоты по сравнению с т. м. м. нормальной частоты при увеличении отношения x/y, а при данной частоте — увеличение отношения x/y для условия $\tau = \text{const}$ по сравнению с условием $u = \text{const}$. Эти соотношения иллюстрируют данные, приводимые в табл. 10.8.

Определим теперь, в какой мере можно объединить четыре разных варианта геометрии в *сводную компромиссную геометрию*. С этой целью надо выявить условие $K_в = K_{в\,min}$, где вариантный коэффициент неоптимальности

Таблица 10.8

Параметры компромиссной геометрии при разных условиях проектирования

Тип т. м. м.	Параметр ζ_0	Значения параметров при			
		нормальной частоте		повышенной частоте	
		вариант 1	вариант 2	вариант 3	вариант 4
		$u = \text{const}$	$\tau = \text{conts}$	$u = \text{const}$	$\tau = \text{const}$
БТ	x_0 y_0	0,6 2	0,8 2	1 2	1 2
СТ	x_0 y_0	1 2	1 1,6	1,6 1,6	1,6 1,6
ТТ	x_0 y_0	2 2	2 1,5	3 2	2,5 1
3Т	x_0 y_0	1,2 2	1,2 1,6	1,8 1,6	2 1,6
1СТ	x_0 y_0	0,8 2	0,9 2	1 2	1,2 1,6

$K_в$ находится по формуле (10.12). Решение этой задачи проведем для коэффициента $K_в$, определяемого выражением

$$K_в = \sqrt[\sum_{i=1}^{4} \lambda_{вi}]{K_{gvц1}^{\lambda_{в1}} K_{gvц2}^{\lambda_{в2}} K_{gvц3}^{\lambda_{в3}} K_{gvц4}^{\lambda_{в4}}}, \qquad (10.13)$$

где номера вариантов соответствуют их расположению в табл. 10.8.

Наибольший интерес представляют следующие сочетания вариантов: 1 и 4; 2 и 4; 1, 2 и 4. Т. м. м. по варианту 3 обычно имеют специфически малые размеры, не скрещивающиеся с другими вариантами. Комбинируемые варианты считаем равнозначными. Тогда в формуле (10.13) надо положить: в первом случае $\lambda_{в2} = \lambda_{в3} = 0$, $\lambda_{в1} = \lambda_{в4} = 1$; во втором — $\lambda_{в1} = \lambda_{в3} = 0$, $\lambda_{в2} = \lambda_{в4} = 1$; в третьем — $\lambda_{в3} = 0$, $\lambda_{в1} = \lambda_{в2} = \lambda_{в4} = 1$. Проведенный изложенным способом анализ показал, что в большинстве случаев, по сравнению с данными табл. 10.6 и 10.7, коэффициенты неоптимальности увеличиваются, причем заметнее при малых критериях $Cr_{a\tau}$ и особенно по весу для т. м. м. повы-

шенной частоты. В то же время при условии $\tau = \mathrm{const}$ и повышенной частоте коэффициенты $k_{эgк}$ более благоприятны. При нормальной частоте эти коэффициенты, однако, по-прежнему значительны. ТТ утрачивает свои преимущества перед БТ и СТ, которыми он обладал при нахождении компромисса для одного условия проектирования. Данные подобного анализа могут служить базой для конкретных решений о целесообразности создания компромиссной геометрии в различных условиях. Во многих случаях такая целесообразность существует.

10.7. Принципы оптимального построения рядов сердечников

Основные понятия о рядах сердечников, вопросах, возникающих при их создании, и сведения о нормализованных рядах были приведены § 6.1—6.5. Теперь рассмотрим принципы построения оптимальных рядов, т. е. определим условия оптимизации рядов, которые можно использовать при конкретном инженерном проектировании. Некоторые важные выводы, необходимые для решения поставленной задачи, получены в § 10.6 (о компромиссной геометрии по показателям $э_i$ и вариантам проектирования) и в § 10.3, 10.4 (о роли абсолютных размеров). Эти выводы мы и используем далее.

Оптимальные способы вариации геометрии в группе ряда.

Методика анализа. Задачи и возможные способы (6.1) такой вариации описаны в § 6.1. Обоснуем оптимальные способы вариации, обеспечивающие наименьшие отступления от оптимальных показателей эффективности $э_i$ в пределах всей группы ряда для ленточных сердечников (для шихтованных сердечников технология диктует единственный способ — вариацию размера b (параметра y) — см. § 6.1, 6.2).

Используя введенные в § 10.6 понятия о коэффициентах неоптимальности, можно дать обоснованное решение поставленной задачи. Для интегральной характеристики оптимальности всей группы ряда сердечников, построенной по тому или иному принципу вариации параметра геометрии (5.59) ζ, введем коэффициент вариации $k_{\zeta i}$, связанный с частными коэффициентами неоптимальности $k_{эi}$. Для каждого значения параметра ζ группы коэффициент $k_{эi}$ будет иметь свою величину. Коэффициент $k_{\zeta i}$ должен охарактеризовать итоговый эффект для группы в целом, т. е. с учетом значений, пробегаемых параметром ζ (в пределах группы значение ζ меняется от ζ_1 для первого сердечника группы до ζ_n для последнего n_ζ-го).

На основании выводов теории приближений аналогично величине (10.8) характеристикой итогового отклонения от оптимума

будет величина

$$\sum_{\zeta_1}^{\zeta_n} p'(\zeta)\,[\text{э}_i(\zeta) - \text{э}_{i\,min}].$$

Однако в оговоренных условиях воспользуемся введенными нами более наглядными коэффициентами неоптимальности (10.6) и тогда, при равновероятной применяемости любого сердечника группы (других посылок здесь быть не может), математически условие оптимальности группы для данного показателя э_i сформулируем следующим образом:

$$k_{\zeta i} = \frac{1}{n_\zeta} \sum_{\zeta_1}^{\zeta_n} k_{\text{э}\zeta i} = k_{\zeta i\,min}, \tag{10.14}$$

где $\zeta_1, \ldots, \zeta_n$ — значения варьируемого параметра геометрии для сердечника данной группы ряда; $k_{\text{э}\zeta i}$ — значение коэффициента неоптимальности, характерное для сердечника при текущем параметре $\zeta = \zeta_i$; n_ζ — число сердечников в группе.

Выбор числа n_ζ обусловлен конкретными соображениями и делается при практическом проектировании ряда (§ 6.1). Для общности анализа величину n_ζ желательно исключить. С этой целью возьмем выражение для коэффициента вариации, вытекающее из формулировки (10.13) при условии идеальной плавности функции э_i в пределах изменения параметра ζ между его крайними значениями:

$$k_{\zeta i} = \frac{1}{\zeta_n - \zeta_1} \int_{\zeta_1}^{\zeta_n} k_{\text{э}\zeta i}\, d\zeta. \tag{10.15}$$

Поскольку функциональные зависимости $\text{э}_i(\zeta)$, действительно, лишены изломов и острых экстремумов (§ 10.3, 10.4), условие плавности функции э_i соблюдается и выражение (10.15) практически эквивалентно выражению (10.14). В этом выражении $k_{\text{э}\zeta i}$ — текущее значение коэффициента неоптимальности по формуле (10.6) в точке ζ.

Аналогично можно записать для группового коэффициента вариации

$$K_{\zeta n} = \frac{1}{\zeta_n - \zeta_1} \int_{\zeta_1}^{\zeta_n} K_{\text{э}n\zeta}\, d\zeta, \tag{10.16}$$

где $K_{\text{э}n\zeta}$ определяется по выражению (10.7) или (10.11) в точке ζ.

Оптимальному способу вариации должно соответствовать условие

$$k_{\zeta i} = (k_{\zeta i\,min})_{min} \text{ или } K_{\zeta n} = (K_{\zeta n\,min})_{min}. \tag{10.17}$$

Запись (10.17) означает, что решаются две задачи на минимум: находится диапазон $(\zeta_n - \zeta_1)_{min}$ изменений каждого из параметров x, y, z, при котором значения $k_{\zeta i}$ или $K_{\zeta n}$ минимальны, а затем из этих минимизированных коэффициентов выбирается наименьший. Одновременно с диапазоном $(\zeta_n - \zeta_1)_{min}$ находятся значения двух оставшихся

Коэффициенты вариации $k_{\zeta i}$
u = const ($K_{\zeta g v ц}$ =

Частота, гц	Тип т. м. м.	Параметр ζ_0	Значение ζ_0	Диапазон вариации $\zeta_1 - \zeta_n$
Нормальная	БТ	x_0	0,6	0,5—1
		y_0	2	1,3—2
		z_0	1,5	1—1,8
	СТ	x_0	1	0,8—1,5
		y_0	2	1,3—2
		z_0	2,5	1,9—3,5
	ТТ	x_0	2	1,8—2,7
		y_0	2	1,3—2
	ЗТ	x_0	1,2	1—1,8
		y_0	2	1,3—2
		z_0	2,5	2,1—4
	1СТ	x_0	0,8	0,7—1,4
		y_0	2	1,3—2
		z_0	2,5	1,4—2,5
Повышенная	БТ	x_0	1	0,6—1,3
		y_0	2	1,3—2
		z_0	2	1,4—2,5
	СТ	x_0	1,6	1,3—2,3
		y_0	1,6	1,3—2
		z_0	3,5	2,3—4,3

Примечание. Данные соответствуют малым значениям размерного критерия Cr_{au}.

Таблица 10.9

для т. м. м. при условии $K_{\zeta gvц\,min}$)

Значения коэффициентов							
$K_{\zeta gvц}$	$k_{\zeta v}$	$k_{\zeta g}$	$k_{\zeta g\Sigma}$	$k_{\zeta ц}$	$k_{\zeta ц\Sigma 1}$	$k_{\zeta ц\Sigma 2}$	$k'_{\zeta g_к}$
1,09	1,10	1,05	1,04	1,13	1,06	1,03	1,25
1,03	1,06	1,01	1,03	1,03	1,01	1,00	1
1,03	1,04	1,04	1,07	1,03	1,01	1,00	0,84
1,1	1,07	1,07	1,04	1,16	1,08	1,02	1
1,06	1,04	1,04	1,04	1,09	1,05	1,02	2
1,06	1,04	1,04	1,05	1,09	1,05	1,03	0,91
1,1	1,04	1,02	1,03	1,24	1,21	1,16	1,05
1,06	1,06	1,03	1,03	1,11	1,11	1,10	1
1,06	1,06	1,04	1,07	1,10	1,08	1,05	1,07
1,05	1,08	1,02	1,02	1,04	1,03	1,02	1
1,08	1,06	1,04	1,06	1,13	1,09	1,04	1
1,1	1,16	1,02	1,02	1,12	1,08	1,03	1,21
1,15	1,20	1,08	1,07	1,16	1,15	1,07	1
1,09	1,11	1,09	1,08	1,08	1,06	1,04	0,79
1,09	1,10	1,05	1,08	1,12	—	—	1
1,12	1,16	1,08	1,02	1,12	—	—	1
1,11	1,14	1,07	1,07	1,12	—	—	0,96
1,09	1,09	1,05	1,14	1,13	—	—	1,16
1,1	1,09	1,08	1,05	1,14	—	—	1
1,11	1,10	1,08	1,05	1,14	—	—	1

Коэффициенты вариации $k_{\zeta i}$

$\tau = \text{const}$ ($K_{\zeta_{\text{угц}}} =$

Частота	Тип т. м. м.	Параметр ζ_0	Значения ζ_0	Диапазон вариации $\zeta_1 - \zeta_n$
Нормальная	БТ	x_0	0,8	0,7—1,2
		y_0	2	1,1—2
		z_0	1,6	1,2—2,3
	СТ	x_0	1	0,8—1,4
		y_0	1,6	1—2
		z_0	2	1,4—2,7
	ТТ	x_0	0,7	0,7—1
		y_0	0,5	0,4—0,9
	ЗТ	x_0	1,3	0,9—1,5
		y_0	1,6	1—2
		z_0	2	1,5—3
Повышенная	БТ	x_0	1	0,8—1,2
		y_0	2	1—2
		z_0	1,8	1,3—2,1
	СТ	x_0	1,6	1,3—1,9
		y_0	1,6	1—2
		z_0	2,2	1,5—2,3
	ТТ	x_0	1	0,9—1,3
		y_0	0,5	0,3—0,8
	ЗТ	x_0	2	1,8—2,4
		y_0	1,6	0,9—2
		z_0	2,5	1,7—2,6

Примечание. Данные соответствуют большим значениям размерного кри

Таблица 10.10

для т. м. м. при условии
$K_{\zeta g r ц\ min}$)

Значения коэффициентов							
$K_{\zeta g v ц}$	$k_{\zeta v}$	$k_{\zeta g}$	$k_{\zeta g \Sigma}$	$k_{\zeta ц}$	$k_{\zeta ц \Sigma 1}$	$k_{\zeta ц \Sigma 2}$	$k'_{\zeta g_к}$
1,09	1,09	1,04	1,03	1,15	1,10	1,07	0,98
1,13	1,15	1,05	1,04	1,19	1,14	1,08	1
1,08	1,07	1,08	1,05	1,10	1,07	1,05	0,92
1,12	1,10	1,05	1,04	1,22	1,12	1,09	1,01
1,10	1,08	1,04	1,04	1,18	1,06	1,07	1
1,10	1,08	1,06	1,05	1,17	1,06	1,08	0,96
1,08	1,04	1,09	1,05	1,11	1,08	1,06	1,54
1,07	1,02	1,18	1,14	1,01	1,01	1,0	1
1,08	1,03	1,05	1,05	1,14	1,06	1,05	0,92
1,09	1,07	1,03	1,02	1,16	1,07	1,04	1
1,09	1,05	1,04	1,03	1,19	1,07	1,04	1
1,06	1,04	1,05	1,05	1,09	—	—	0,94
1,08	1,13	1,04	1,05	1,07	—	—	1
1,07	1,10	1,06	1,07	1,06	—	—	0,91
1,09	1,08	1,08	1,07	1,11	—	—	0,97
1,10	1,12	1,06	1,05	1,12	—	—	1
1,09	1,11	1,06	1,05	1,10	—	—	0,9
1,03	1,01	1,07	1,06	1,01	—	—	1,06
1,04	1,02	1,08	1,07	1,02	—	—	1
1,07	1,08	1,08	1,03	1,03	—	—	0,97
1,07	1,10	1,07	1,01	1,03	—	—	1
1,07	1,08	1,08	1,02	1,04	—	—	1

терия $Cr_{a\tau}$

неизменяемых параметров ζ, обеспечивающие получение этих минимумов.

Нахождение диапазона $(\zeta_n - \zeta_1)_{min}$ по каждому из параметров ζ должно быть подчинено условию

$$D_p = P_{2\zeta n}/P_{2\zeta 1} = \text{const}, \qquad (10.18)$$

где D_p — коэффициент изменения мощности при изменении ζ от ζ_1 до ζ_n (диапазон изменения мощности); $P_{\zeta n}$, $P_{\zeta 1}$ — значения мощности P_2 при крайних значениях ζ.

Конкретная величина диапазона D_p опять-таки выбирается при конкретном проектировании ряда и может быть самой различной. Поэтому для общности исследования поступим следующим образом. В практике наиболее широко применяется вариация параметра y с диапазоном вариации, равным двум: $y_n/y_1 = 2$. Это условие примем за базисное для СТ и условия $\tau = \text{const}$. Отсюда определим диапазон $(y_n - y_1)_{min}$, обеспечивающий минимальные значения коэффициентов вариации $k_{\zeta i} = k_{yi}$ при соблюдении технологического условия $y_n \leqslant 2$. Затем найдем диапазон мощности $D_p = P_{yn}/P_{y1}$ и при условии $D_p = \text{const}$ определим значения $(y_n - y_1)_{min}$, $(x_n - x_1)_{min}$ и $(z_n - z_1)_{min}$ и соответствующие им коэффициенты вариации $k_{\zeta i}$ и $K_{\zeta n}$ для всех типов т. м. м. Проведенный таким образом с помощью ЦВМ анализ дал результаты: диапазон изменения мощности при повышенной частоте $D_p = 1{,}7$, при нормальной $D_p = 1{,}5$. При условии $u = \text{const}$ берем $D_p = 2$, так как при меньших значениях слишком мал диапазон вариаций y. Понятно, что величину D_p при данном условии проектирования сохраняем одинаковой для всех типов т. м. м.

Как видно, для нахождения коэффициентов вариации, в качестве промежуточного шага, приходится по (9.16), (9.23), (9.27) находить не величину a при заданной мощности P_2, а наоборот, P_2 при задаваемой величине a. Решение этой задачи осуществлено по специально разработанной программе, обеспечивающей поиск корня P_2 при коэффициентах уравнений, зависящих от P_2. Принципиально метод решения задачи на ЦВМ таков же, как описан в § 9.6.

Результаты анализа. Приведем результаты исследования коэффициентов вариации для наиболее интересного случая минимизации группового показателя неоптимальности $K_{gvц}$, определенного в предыдущем параграфе. Результаты даем для основных типов т. м. м. при нормальной и повышенной частоте и заданных перегреве или падении напряжения. Приводим оптимальные сочетания диапазонов изменения каждого из параметров $\zeta_n - \zeta_1$ и остальных двух параметров (y и z; x и z; x и y), обеспечивающие получение условия $K_{gvц} = K_{gvц\,min}$. Параметры геометрии берем по-прежнему с точностью 0,1.

Наряду с этим приводим значения коэффициентов вариации (округленные до сотых), как группового $K_{\zeta gvц}$, так и всех частных $k_{\zeta i}$ ($k_{\zeta g}$ — для медных обмоток). Сопоставление этих коэффициентов для трех способов вариации (одного из параметров ζ — x, y или z) позволяет сделать необходимые выводы. Все упомянутые данные занесены в табл. 10.9, 10.10. Для коэффициента $k_{\zeta g_к}$ ради наглядности приведена относительная величина $k'_{\zeta gк}$, взятая по отношению к ее значению при вариации параметра y.

Из таблиц видно, что при оптимальном выборе диапазонов вариации ζ и исходной компромиссной геометрии удается, как правило, получить достаточно удовлетворительные результаты. Можно найти такой способ вариации, при котором коэффициент вариации для любого из показателей $э_i$ не превышает величины 1,1, кроме, однако, показателей $ц$ и $g_к$. Для них коэффициенты вариации могут быть существенно выше. Приведенные данные характеризуют превышения показателей $э_i$ над возможными минимумами и соответственно тот реальный проигрыш, который имеет место в оговоренных условиях. Если для показателей v, g, g_Σ этот проигрыш невелик, то для $ц$ и $g_к$ он весьма заметен.

Сравним различные способы вариации параметра ζ. Видно, что нашедший наибольшее распространение способ вариации y не может во всех случаях считаться наилучшим и предпочтительным. Так, *при заданном падении напряжения* наряду с вариацией параметра y может с равным и даже несколько большим успехом использоваться вариация z. При частоте 400 *гц* по весу и объему наилучшие результаты дает вариация параметра x, системному весу — параметра y. Способы вариации параметров y и z практически равноценны. При частоте 50 *гц*, исключая ТТ и 1СТ, способ вариации x неприемлем, так как дает худшие результаты по всем показателям. Вариации параметров y и z дают близкие результаты, причем первый вариант выгоднее с точки зрения весовых показателей, а второй — по расходу меди. Для ТТ вариации x и y дают также близкие результаты, но с учетом стоимости первый вариант лучше. Для группового коэффициента вариации $K_{\zeta gvц}$ лучшие результаты при нормальной частоте дает вариация параметров z и y, а при повышенной частоте — вариация x (вариации z и y практически равноценны).

При заданном перегреве для БТ наименьшее увеличение объема дает вариация параметров z и x, веса — вариация x и y, расхода меди — вариация z, стоимости — вариация z и x. Предпочтение следует отдать вариации z; при повышенной частоте хорошие результаты дает и вариация x. Последнее относится и к СТ. В целом для СТ предпочтительнее вариации величин z и y, причем в первом случае лучшие результаты достигаются в части объема, расхода меди и стоимости, во втором — для СТ нормальной частоты в части веса. По величине $K_{\zeta gvц}$ лучшие результаты дают в большинстве случаев вариации z, а для БТ — также вариации x. У ТТ вариация параметра x приводит к лучшим результатам, чем вариация y.

Сравнивая разные типы т. м. м., замечаем, что в целом коэффициенты вариации у БТ несколько благоприятнее, чем у СТ (до 2—3%), а у ТТ при условии $\tau = \text{const}$ — благоприятнее, чем у остальных типов в той же степени.

Все конкретные данные для разных типов т. м. м. видны из таблиц. Анализ показал, что изложенные сравнительные результаты принципиально не изменяются при изменении диапазона D_p, а также при других размерных критериях Cr_{ai}. При увеличении D_p лишь все более невыгодной становится вариация параметра x и более выгодной — вариация z.

Обращаясь к технологической стороне вопроса, можно отметить, что для одного из методов массового изготовления разъемных ленточных сердечников — метода штамповки и гибки ленты (§ 4.2) — способ вариации параметра z имеет преимущества, позво-

ляя сократить номенклатуру оснастки и осуществить дополнительную унификацию элементов конструкции т. м. м. Поскольку выше показано, что вариация параметра z не только не проигрывает вариации y по показателям эффективности, но имеет и определенные преимущества, этот метод построения группы ряда следует признать весьма целесообразным, что было отмечено автором ранее в работе [26]. В настоящее время этот принцип нашел уже достаточно широкое распространение в практике: вариация параметра z осуществлена в нормализованных рядах сердечников ПЛ, ПЛВ, ПЛМ, ТЛ (см. § 6.3).

Экспериментальная проверка подтверждает полученный вывод о практическом сохранении основных показателей эффективности

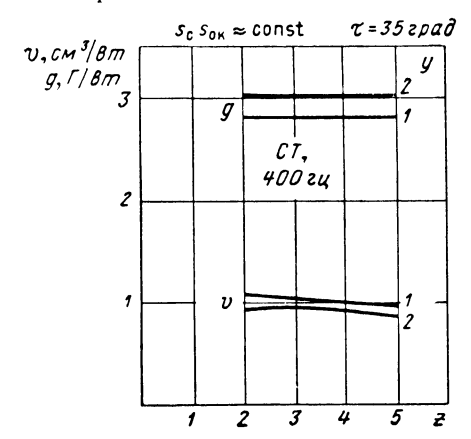


Рис. 10.23. О влиянии параметра z на показатели эффективности т. м. м. (СТ, эксперимент).

на постоянном уровне при весьма широких изменениях параметра z. Соответствующие данные приведены на рис. 10.23. для показателей v, g при частоте 400 *гц*. Опыт ставился для СТ с примерным сохранением мощности (около 150 *вт*) при любой геометрии ($s_c s_{ок} =$ = const). Опытная партия сердечников позволила менять параметр z в широких пределах — от 2 до 5.

У ЛС помимо метода вариации одного из параметров x, y, z может быть осуществлена вариация базисного размера a, как уже указывалось в § 6.1, при условиях (6.1). Практически это означает изменение толщины сердечника при сохранении размеров окна c и h и ширины ленты b. Такой метод хорошо согласуется со вторым основным технологическим способом изготовления ленточных сердечников — способом навивки (§ 4.2), когда достаточно изменять толщину навивки при той же оснастке, и потому он представляет определенный интерес. Из условий (6.1), (6.2) и существа способа следует:

$$a = \text{var}, \quad x \doteqdot y \doteqdot z = \text{var} \doteqdot \frac{1}{a}. \tag{10.19}$$

Предусматривая условие (10.19) в программе для ЦВМ, можно получить все необходимые результаты и для этого метода вариации.

Полученные зависимости показателей эффективности приводим, в качестве примера, при условии $u = \text{const}$ на рис. 10.24 для ТТ и при условии $\tau = \text{const}$ на рис. 10.25—10.28 для СТ и ТТ нормальной и повышенной частоты. Коэффициенты k_ζ для этого способа вариации приведены в табл. 10.11.

Видно, что при условии $u = \text{const}$ этот метод дает худшие результаты, чем вариация параметров y и z. При условии $\tau = \text{const}$ для ТТ достигаются наилучшие показатели, а для остальных типов эти результаты близки к результатам, полученным в случае вариации z для т. м. м. нормальной частоты и вариации x — повышенной частоты при соответственно несколько меньшем и большем расходе меди. Таким образом, этот метод вариации относится к числу лучших при условии проектирования $\tau = \text{const}$ и мог бы быть рекомендован к реализации. Однако для т. м. м. с разъемными сердечниками его осуществление приводит к невозможности унификации элементов конструкции т. м. м. в целом при одновременном изменении всех трех измерений трансформатора. В этом недостаток такого метода. Поскольку решающих преимуществ в части показателей эффективности он не дает, то решающим может стать этот недостаток, как и для метода вариации x, когда меняются два размера. Тем не менее возможности этих методов должны учитываться при конкретном проектировании рядов. Для ТТ отмеченный недостаток отпадает, и данный метод следует признать лучшим и рекомендовать к использованию (в настоящее время у сердечников ОЛ варьируется параметр y, что неоптимально).

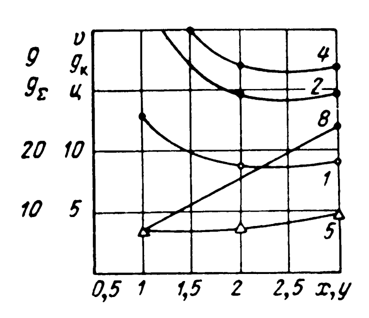


Рис. 10.24. О влиянии на показатели эффективности ТТ способа вариации базисного размера — толщины навивки ($u = \text{const}$, $f = 50$ *гц*, $P_2 = 10$ *вт*, $Cr_{au} = 1{,}9$).

Методы вариации x, y, z, a связаны с изменением размеров сердечника. Однако можно предложить для рассмотрения и существенно отличный метод — метод изменения размеров катушки (ее толщины $c_к$) при сохранении размеров сердечника. Этот и связанные с ним вопросы рассмотрены в гл. 12.

Связь между мощностью и геометрией т. м. м. Для определения диапазона D_ζ изменения варьируемого размера сердечника в группе при выбранном диапазоне мощности для группы D_p нужно знать, как связана мощность P_2 с каждым из варьируемых параметров геометрии ζ при постоянстве остальных. Это необходимо и для обоснованного решения других задач при построении рядов.

Если рассмотреть поставленный вопрос в самом первом приближении на основании основного уравнения электромагнитной мощности (8.1) и посчитать j и B постоянными в пределах группы ряда, то получаем для всех случаев, вводя изображения (5.62),

$$P \doteq s_c s_{ок} \doteq \varphi_s \varphi_{ок} \doteq xyza^4. \tag{10.20}$$

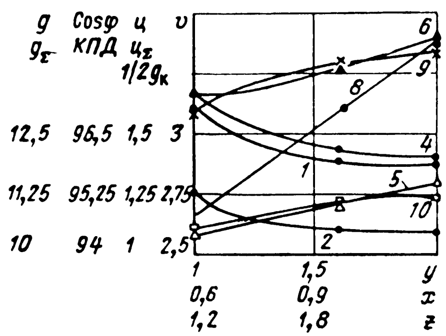


Рис. 10.25. О влиянии на показатели эффективности СТ способа вариации базисного размера (τ = const, f = 50 *гц*, P_2 = 1000 *ва*, $Cr_{a\tau}$ = 12,2).

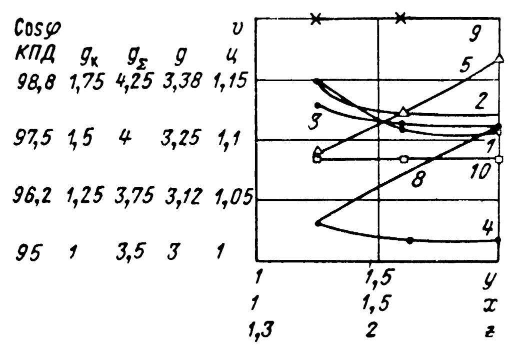


Рис. 10.26. О влиянии на показатели эффективности СТ способа вариации базисного размера (τ = const, f = 400 *гц*, P_2 = 1000 *ва*, $Cr_{a\tau}$ = 16,1).

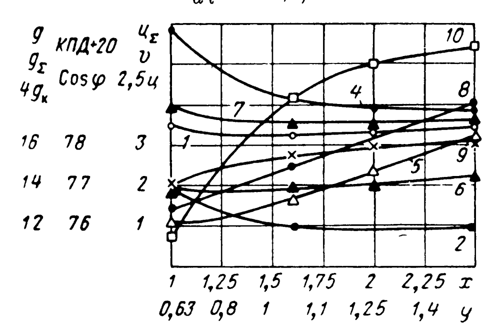


Рис. 10.27. О влиянии на показатели эффективности ТТ способа вариации базисного размера (τ = const, f = 50 *гц*, P_2 = 30 *ва*, $Cr_{a\tau}$ = 0,44).

Отсюда следует, что при вариации a $P \doteq a$ (ибо тогда $x \doteq y \doteq z \doteq \doteq \frac{1}{a}$), а при неизменных a и двух параметрах из x, y, z $P \doteq \zeta$, где ζ — варьируемый параметр из этих трех. При таких допущениях

$$D_p = D_\zeta, \quad P_{\zeta n}/P_{\zeta 1} = \zeta_n/\zeta_1,$$

где $P_{\zeta n}$, $P_{\zeta 1}$, ζ_n, ζ_1 — значения P и ζ для крайних сердечников группы. Тогда при выбранном шаге мощности в группе k_p можно

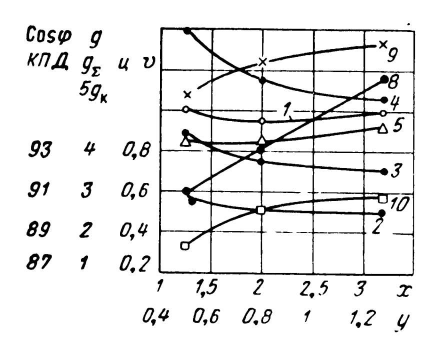


Рис. 10.28. О влиянии на показатели эффективности ТТ способа вариации базисного размера (τ = const f = 400 *гц*, P_2 = 30 *ва*, $Cr_{a\tau}$ = 0,51).

определить и число сердечников в ней по выражению (6.3). Такой путь общепринят до настоящего времени при практической разработке рядов сердечников.

Однако принятие условия j = const неправомерно, особенно для случая u = const. В меньшей степени, но то же относится к условию τ = const для ТЕР (см. § 11.7).

Строгую связь между величинами P_2 и ζ, a можно установить на базе (9.16), (9.23), (9.27). При изменении любого параметра в них меняется группа функций φ_i, в том числе целый ряд не учитываемых выражением (10.20). Зависимости P_2 от параметров x, y или z выражаются сложными функциями, использование которых на практике затруднительно. Поэтому после обработки этих зависимостей по результатам решения на ЦВМ можно предложить аппроксимирующие зависимости логарифмического вида, удобные для практического применения:

$$P_2 \doteq \zeta^{\sigma_i}, \quad P_2 \doteq a^{\sigma_i},$$

$$D_p \doteq D_\zeta^{\sigma_i}, \quad D_p \doteq D_a^{\sigma_i}. \tag{10.21}$$

Здесь ζ — один из параметров x, y, z при постоянстве двух других и базисного размера a; $D_\zeta = \zeta_n/\zeta_1$, $D_a = a_n/a_1$; ζ_n, ζ_1, a_n, a_1 —значения для крайних сердечников группы.

Аппроксимация для разных условий проектирования и разных типов т. м. м. дает различные результаты. Они приведены

Таблица 10.11

Коэффициенты вариации $k_{\zeta i}$ при вариации размера a
($x \doteq y \doteq z$, $K_{\zeta g v ц} = K_{\zeta g r ц\, min}$)

Условие	Частота, *гц*	Диапазон D_p	Тип т. м. м.	Диапазон вариации ζ по			Значения коэффициентов $k_{\zeta i}$							
				x	y	z	$K_{\zeta g v ц}$	$k_{\zeta v}$	$k_{\zeta g}$	$k_{\zeta g \Sigma}$	$k_{\zeta ц}$	$k_{\zeta ц \Sigma 1}$	$k_{\zeta ц \Sigma 2}$	$k'_{\zeta g_к}$
$u = \mathrm{const}$	50	2	БТ	0,4—0,6	1,3—2	1—1,5	1,06	1,09	1,05	1,07	1,03	1,02	1,01	0.84
			ТТ	1,3—2	1,3—2	—	1,09	1,04	1,02	1,03	1,21	1,17	1,13	1.05
$\tau = \mathrm{const}$	50	1,7	СТ	0,6—1,2	1—2	1,3—2,6	1,11	1,09	1,07	1,07	1,18	1,08	1,06	0.9
			ТТ	1,5—2,3	1—1,4	—	1,07	1,01	1,02	1,02	1,14	1,04	1,02	1,04
	400	1,5	СТ	1—2	1—2	1,3—2,6	1,09	1,07	1,07	1,05	1,12	—	—	1,12
			ТТ	1,7—2,9	0,7—1,2	—	1,04	1,03	1,05	1,02	1,02	—	—	0,93

в табл. 10.12 в виде значений показателя σ_i при вариации каждого из параметров x, y, z и размера a. Данные табл. 10.12 могут несколько меняться при изменении тех или иных условий, но дают достаточную точность для практических приложений. Наиболее точны они для компромиссной геометрии по данным § 10.6. Приведенные показатели σ_i можно с достаточной точностью применять для т. м. м. различных размеров. Лишь для ТТ при условии $\tau = \text{const}$ по уже объяснявшейся причине специфичного влияния внутреннего отверстия с ростом размеров показатель σ_i для параметра x несколько уменьшается. Анализ показал, что диапазон изменения σ_i при нормальной частоте составляет от 2,5 до 1,4, а при повышенной — от 2,2 до 1,6.

Из табл. 10.12 можно сделать ряд интересных и практически важных выводов. Во-первых, зависимости P_2 от x, y, z, a различны. Во-вторых, эти зависимости в принципе различны для различных типов т. м. м. В-третьих, они различны при различных условиях проектирования. Все эти выводы существенно отличаются от свидетельства равноценности всех этих категорий, вытекающего из применяемого обычно выражения (10.20). (Заметим, что все эти особенности автоматически учитывались при определении эквивалентных диапазонов D_p и коэффициентов вариации $k_{\zeta i}$ в предыдущей рубрике.)

Правда, некоторые отличия не очень серьезны, и ради наглядности и простоты можно пойти на известные упрощения. Так, при условии $u = \text{const}$ зависимости для всех типов, кроме ТТ, практически одинаковы. Зависимости от величины a для них практически совпадают с зависимостями от y. Можно усреднить для этих же типов и все зависимости от x и z при любых условиях, приняв для всех случаев

$$P_2 \doteqdot x_{y,\, z=\text{const}}, \quad P_2 \doteqdot z^{0,9}_{x,\, y=\text{const}}. \qquad (10.22)$$

Однако зависимости для ТТ всегда будут занимать особое место в соответствии с приведенными выше данными.

Но, пожалуй, наиболее важным выявленным фактом является существенное отличие зависимостей P_2 от параметра y для разных типов т. м. м. и условий проектирования, тем более, что вариация y широко используется при построении рядов. Действительно, для y показатель σ_i изменяется от 0,4 до 1,5 (табл. 10.12). Наиболее важные аспекты здесь таковы. Прежде всего, зависимость от параметра y для условия $u = \text{const}$ гораздо сильнее, чем для условия $\tau = \text{const}$, а в последнем случае — для т. м. м. нормальной частоты, чем для т. м. м. повышенной частоты. Возьмем для примера БТ. Для изменения мощности в группе в два раза ($D_p = 2$) необходимо изменить параметр y (размер сердечника b) так: при $u = \text{const}$ — в 1,6 раза, при $\tau = \text{const}$ и нормальной частоте — в 2,15 раза, при повышенной частоте (естественный тепловой режим) — в 3,3 раза! Таким образом, у группы сердечников для т. м. м., проектируемых при условии $u = \text{const}$ при том же шаге мощности k_P, шаг по размеру b от сердечника к сердечнику должен быть гораздо меньше. Скажем, при обычном шаге $k_P = 1{,}2$ достаточен шаг по размеру всего 1,13, а для ТЕР этот шаг должен уже быть 1,38.

Физически эти отличия понятны — они объясняются спецификой работы т. м. м. при условиях $u = \text{const}$ и $\tau = \text{const}$, и осо-

Таблица 10.12

Значения показателя σ_i в выражениях (10.21)

Условие	Частота	Значения σ_i при вариации одного из указанных параметров x, y, z или a для типов т. м. м.											
		БТ			СТ			ЗТ			ТТ		
		x	y, a	z	x	y, a	z	x	y, a	z	x	y	a
$u=\text{const}$	Любая	1	1,5	1,1	1	1,5	1,1	1	1,5	1,1	1,7	1,5	1,5
$\tau=\text{const}$	Нормальная	0,9	0,9	0,82	0,9	0,85	0,77	0,95	0,77	0,77	2,3	0,7	1,5
	Повышенная	1,05	0,58	0,85	1	0,57	0,82	1,16	0,5	0,85	2	0,4	0,9

бенностями тепловых режимов. Математически их легко проследить по основным функциональным уравнениям (гл. 9). Отличия зависимости $P_2(y)$ от зависимостей $P_2(x)$ и $P_2(z)$ при условии $\tau = \text{const}$, а также отличие этой зависимости для ТТ по сравнению с другими типами т. м. м. объясняются спецификой теплового режима и роли внутреннего отверстия у ТТ, а также особенностями взаимозависимости греющих потерь и поверхностей охлаждения от параметров x, y, z. Заметим, что отмеченные особенности не учтены ни в одном из существующих в настоящее время нормализованных рядов сердечников с вариацией размера b, т. е. параметра y. Обычно в этих рядах принят единый шаг по размеру b, равный чаще всего величине 1,25. Это означает, что либо у т. м. м. группы ряда не соблюдаются условия $u = \text{const}$, $\tau = \text{const}$, т. е. трансформаторы неравноценны по основным параметрам, либо диапазон D_p получается произвольным независимо от желания проектировщика.

Полученные зависимости (10.21) при коэффициентах σ_i по табл. 10.12 могут быть рекомендованы для использования в целях обоснованного проектирования рядов сердечников, подчиняющихся единым установленным критериям. Шаг мощности k_P в формуле (6.3) должен быть связан с шагом параметра $k_{\zeta ш}$ зависимостью

$$k_P = k_{\zeta ш}^{\sigma_i} \quad \text{или} \quad k_{\zeta ш} = k_P^{1/\sigma_i}, \tag{10.23}$$

а диапазон мощности группы D_p — с диапазоном изменения параметра D_ζ зависимостью

$$D_p = D_\zeta^{\sigma_i} \quad \text{или} \quad D_\zeta = D_p^{1/\sigma_i}, \tag{10.24}$$

где σ_i выбирается по табл. 10.12 в зависимости от условия проектирования, типа т. м. м. и выбранного варьируемого параметра.

Приведем также некоторые соображения о целесообразной вариации геометрии при изменении абсолютных размеров сердечников. Выше, в § 10.3 и 10.4, необходимые принципиальные выводы уже были сделаны. Следуя этим выводам и учитывая, что при условии $u = \text{const}$ проектируются трансформаторы ограниченного диапазона мощности (размеров), можно в этом случае принимать для всех групп ряда идентичную геометрию в соответствии с выводами § 10.3 и 10.6. Аналогичный вывод можно распространить на т. м. м. повышенной частоты при заданном перегреве, за исключением ТТ, выбирая геометрию по данным § 10.4 и 10.6. При условии же $\tau = \text{const}$ и нормальной частоте желательно при построении рядов сердечников для всех типов т. м. м. при увеличении размеров монотонно уменьшать параметр z по мере перехода от группы к группе ряда, что обеспечит получение наиболее благоприятных данных по стоимости и расходу меди без увеличения веса и объема и что особенно целесообразно для т. м. м. наименьшей стоимости.

Анализ показывает, что для изменения параметра z с ростом базисного размера при обычных условиях проектирования можно использовать зависимость

$$z = z_0 \left(Cr_{a\tau 0}/Cr_{a\tau}\right)^{0,1} = z_0 \left(P_{20}/P_2\right)^{0,1}, \tag{10.25}$$

где размерные критерии $Cr_{a\tau}$ определяются по выражению (9.64). Величины $Cr_{a\tau 0}$, P_{20}, z_0 берутся для некоторых фиксированных

базисных условий. Величина z_0, связанная с определенным критерием $Cr_{a\tau 0}$, может быть взята по данным § 10.4.

Для ТТ изменение геометрии с ростом размеров особенно необходимо, что обосновано в § 10.4. Это важно не только для показателей $ц$ и $g_к$, но и для всех остальных, наиболее важных показателей — v, g и т. д. Для ТТ может быть рекомендована следующая зависимость, аналогичная (10.25), но более сильная и приемлемая как при нормальной, так и при повышенной частоте:

$$\zeta = \zeta_0 (Cr_{a\tau 0}/Cr_{a\tau})^{0,3} = \zeta_0 (P_{20}/P_2)^{0,3}, \qquad (10.26)$$

где ζ_0 — либо x_0, либо y_0 по данным § 10.4.

Заметим, что до последнего времени в литературе отсутствовали обоснования дифференциации геометрии по мере изменения абсолютных размеров сердечников для т. м. м. и ряды проектировались обычно по принципу подобия (см. § 6.2, 6.3).

Полученные выводы и рекомендации позволяют осуществить проектирование оптимальных рядов сердечников для т. м. м. и получить определенный технический и экономический эффект.

К оценке оптимальности унифицированных рядов сердечников по действующим нормалям. Ряд замечаний, касающихся методов построения существующих нормализованных рядов и оптимальности их геометрии, был сделан выше, в § 10.3, 10.4, 10.6. В заключение приведем количественные оценки, характеризующие оптимальность этих рядов по всем показателям эффективности $э_i$, используя введенные понятия коэффициентов неоптимальности. Рассмотрим наиболее распространенные нормализованные ряды сердечников Ш, ШЛ, ПЛ, ОЛ, ТЛ, ШЛР, ПЛР, геометрия которых определена условиями (6.4), (6.5) и которые приведены в приложении 7, табл. П14.1, П14.2—П14.4, П14.7, П14.8. В качестве характеристики используем итоговые коэффициенты неоптимальности — коэффициент вариации $K_{\zeta i}$ (10.15) и групповой коэффициент вариации $K_{\zeta n}$ (10.16), полагая $K_{\zeta n} = K_{\zeta g v ц}$ (см. § 10.6). Вычисленные коэффициенты неоптимальности округлены до сотых и приведены для всех случаев в табл. 10.13 и 10.14.

Рассмотрение таблиц позволяет прийти к следующим выводам. В большинстве своем ряды по рассмотренным нормалям существенно неоптимальны. Для использования при нормальной и повышенной частоте близки к оптимальным лишь ленточные сердечники нижней части ряда ПЛ для СТ наименьшего веса (для условий $u = \text{const}$ и $\tau = \text{const}$). Близок к оптимальному, но только при нормальной частоте, ряд ленточных сердечников ШЛР для БТ наименьшей

стоимости, созданный в последнее время. Сердечники больших размеров ряда наименьшей стоимости — ПЛР, спроектированные в виде стержневых, неоптимальны по стоимости и расходу меди, а при повышенной частоте — и по другим показателям. Броневые ШЛ, тороидальные ОЛ и трехфазные ТЛ сердечники для т. м. м. наименьшего веса неоптимальны при условиях $u = \text{const}$ и $\tau = \text{const}$, особенно при нормальной частоте. То же относится к ПЛ-сердечникам больших размеров. Особенно далеки от оптимумов сердечники ШЛ, ОЛ и ТЛ при нормальной частоте и условии $u = \text{const}$. Из табл. 10.13 видно, что здесь превышение возможных минимумов объема доходит до 30—60%, веса — до 20%, стоимости — до 2 раз, а расхода меди — до 2—3 раз. При условии $\tau = \text{const}$ отклонения этих показателей от минимумов несколько снижаются, но также весьма значительны. При больших размерах несколько лучше других показатели ЗТ с сердечниками ТЛ и наиболее неблагоприятны показатели ТТ (сердечники ОЛ), у которых превышение минимумов веса и объема доходит до 30%, а стоимости — до 60—90%.

В то же время было показано, что может быть реализована компромиссная геометрия, обеспечивающая существенно лучшие показатели $э$ и $э_{\Sigma}$ в их совокупности при сохранении практически наименьшего веса (см. § 10.6, 10.7, табл. 10.6, 10.7—10.10). Таким образом, в своем большинстве ряды сердечников по действующим нормалям далеко не используют имеющихся возможностей оптимизации и нуждаются в дальнейшем совершенствовании. Анализируя конкретные данные табл. 10.13, 10.14 для различных типов т. м. м. и условий проектирования и сопоставляя их с данными таблиц § 10.6, можно видеть, какие резервы повышения эффективности т. м. м. могут быть еще выявлены для их использования на практике. Частично такие резервы использованы при разработке рядов ШЛМ и ПЛМ для т. м. м. нормальной частоты.

10.8. *О геометрии сердечников с уширенным ярмом*

Общие положения. О возможности уширения ярем говорилось в § 2.2. Отмечалось, что ведутся исследования этого вопроса и для ЛС. Однако основной практический интерес

Итоговые коэффициенты неоптимальности т. м. м. для рядов

Типы т. м. м.				БТ
Сердечники				Ш, ШЛ
Таблицы				П14.1
Геометрия (малые размеры)			x	1
			y	1—2
			z	2,5
Коэффициенты неоптимальности при частоте и материале обмоток	нормальная частота		$k_{\zeta v}$	1,39
			$k_{\zeta ц}$	1,66
			$k_{\zeta ц\Sigma 1}$	1,49
			$k_{\zeta ц\Sigma 2}$	1,25
		медн.	$K_{\zeta gvц}$	1,38
			$k_{\zeta g}$	1,13
			$k_{\zeta g\Sigma}$	1,08
			$k'_{\zeta g_{к}}$	3,1
		ал.	$K_{\zeta gvц}$	1,32
			$k_{\zeta g}$	1,00
			$k_{\zeta g\Sigma}$	1,00
	повышенная частота		$k_{\zeta v}$	1,19
			$k_{\zeta ц}$	1,19
		медн.	$K_{\zeta gvц}$	1,16
			$k_{\zeta g}$	1,06
			$k_{\zeta g\Sigma}$	1,01
			$k'_{\zeta g_{к}}$	1,73
		ал.	$K_{\zeta gvц}$	1,25
			$k_{\zeta g}$	1,00
			$k_{\zeta g\Sigma}$	1,02

Таблица 10.13

сердечников по действующим нормалям при условии $u = \text{const}$

СТ	ТТ	ЗТ	БТ
ПЛ	ОЛ	ТЛ	ШЛР
П14.2	П14.3	П14.4	П14.7
1,25 1,6 1,6—3,2	3,2 1,25—2,5 —	2,5 1,6 2,5—4	0,5 1,25—2,5 1,5
1,07	1,33	1,58	1,00
1,17	1,83	2,05	1,03
1,05	1,58	1,63	1,03
1,02	1,42	1,44	1,02
1,08	1,42	1,53	1,04
1,01	1,18	1,11	1,09
1,00	1,15	1,09	1,12
1,30	2,2	2,27	1,00
1,09	—	1,49	1,04
1,02	—	1,03	1,10
1,00	—	1,01	1,11
1,01	1,09	1,21	1,20
1,12	1,17	1,07	1,26
1,06	1,09	1,09	1,30
1,05	1,02	1,00	1,44
1,10	1,00	1,00	1,64
1,24	1,51	1,51	1,00
1,06	—	1,10	1,33
1,07	—	1,03	1,55
1,24	—	1,15	1,83

Итоговые коэффициенты неоптимальности т. м. м. для рядов

Размеры				Ма		
Типы т. м. м.				БТ	СТ	ТТ
Сердечники				Ш, ШЛ	ПЛ	ОЛ
Таблицы				П14.1	П14.2	П14.3
Геометрия			x	1	1,25	3,2
			y	1—2	1,6	1,25—2,5
			z	2,5	1,6—3,2	—
Коэффициенты неоптимальности при частоте и материале обмоток	нормальная частота		$k_{\zeta v}$	1,21	1,11	1,24
			$k_{\zeta ц}$	1,38	1,13	1,65
			$k_{\zeta ц\Sigma 1}$	1,27	1,08	1,41
			$k_{\zeta ц\Sigma 2}$	1,13	1,04	1,38
		медн.	$K_{\zeta gvц}$	1,21	1,09	1,35
			$k_{\zeta g}$	1,06	1,03	1,20
			$k_{\zeta g\Sigma}$	1,02	1,02	1,15
			$k'_{\zeta g_к}$	2,09	1,04	1,78
		ал.	$K_{\zeta gvц}$	1,20	1,11	—
			$k_{\zeta g}$	1,02	1,10	—
	повышенная частота		$k_{\zeta v}$	1,12	1,04	1,06
			$k_{\zeta ц}$	1,11	1,08	1,11
		медн.	$K_{\zeta gvц}$	1,12	1,10	1,10
			$k_{\zeta g}$	1,13	1,15	1,14
			$k_{\zeta g\Sigma}$	1,02	1,11	1,12
			$k'_{\zeta g_к}$	1,40	1,0	1,04
		ал.	$K_{\zeta gvц}$	1,10	1,12	—
			$k_{\zeta g}$	1,11	1,23	—

сердечников по действующим нормалям при условии $\tau = const$

	лые		Большие				
	ЗТ	БТ	БТ	СТ	ТТ	ЗТ	СТ
	ТЛ	ШЛР	Ш, ШЛ	ПЛ	ОЛ	ТЛ	ПЛР
	П14.4	П14.7	П14.1	П14.2	П14.3	П14.4	П14.8
	2,5	0,5	1	1,6	3,3	2	1,15
	1,6	1,25—2,5	1—2	2	1,6—3,3	1,6	1,25—2,15
	2,5—4	1,5	2,5	2,5—5	—	2—3,5	4
	1,37	1,02	1,26	1,18	1,26	1,23	1,11
	1,76	1,04	1,48	1,49	1,86	1,26	1,32
	1,39	1,03	1,38	1,39	1,75	1,29	1,28
	1,24	1,02	1,26	1,28	1,57	1,23	1,22
	1,37	1,08	1,28	1,25	1,45	1,17	1,18
	1,07	1,18	1,11	1,12	1,31	1,06	1,14
	1,05	1,18	1,05	1,08	1,26	1,02	1,07
	2,11	1,0	1,80	1,59	2,9	1,65	1,28
	1,37	1,12	1,25	1,25	—	1,16	1,19
	1,07	1,31	1,02	1,11	—	1,02	1,18
	1,08	1,26	1,13	1,08	1,16	1,05	1,08
	1,24	1,34	1,14	1,12	1,33	1,07	1,29
	1,13	1,43	1,12	1,12	1,25	1,07	1,20
	1,09	1,73	1,10	1,11	1,27	1,09	1,26
	1,05	1,39	1,09	1,12	1,20	1,03	1,22
	1,43	0,70	1,52	1,24	2,44	1,19	1,16
	1,17	1,50	1,13	1,15	—	1,10	1,25
	1,20	1,99	1,12	1,32	—	1,20	1,56

он представляет для ШС, причем броневого типа. К сожалению, в литературе не содержится анализа данного вопроса, в том числе и обоснования оптимальности широко применяемого ряда наименьшей стоимости УШ, сведения о котором приведены в § 6.2 и табл. П14.9. В работе [93] показан лишь метод пересчета БТ от сердечников типа Ш к сердечникам типа УШ, при этом у первых выбрана неоптимальная геометрия по стоимости ($z > z_0$), что ставит под сомнение сравнительные выводы автора.

Используя принципы нашей методики, проанализируем с позиций макрогеометрии основные аспекты проблемы уширения ярем у сердечников типа Ш, учитывая практические условия безотходной штамповки пластин. Такие пластины и обозначения их размеров показаны на рис. 2.6 (§ 2.2). В принципе возможно как равномерное уширение всех ярем, так и различное. На практике в пластинах УШ используется только первый вариант, однако интересно рассмотреть их оба. Введем коэффициент уширения i-го ярма $k_{\text{я}i}$. По рис. 2.6 очевидно, что

$$k_{\text{я}i}=\frac{a_i}{a/2}, \quad k_{\text{я}1}=\frac{a_1}{a/2},$$
$$k_{\text{я}2}=\frac{a_2}{a/2}; \quad k_{\text{я}3}=\frac{a_3}{a/2}, \quad k_{\text{я}4}=\frac{a_4}{a/2}. \tag{10.27}$$

За условия анализа примем (при вариациях $k_{\text{я}i}$)

$$P=\text{const}, \quad u=\text{const},$$
$$P_0\approx P_{0r}=\text{const}\,(i_{0r}=\text{const}), \tag{10.28}$$

причем все величины при отсутствии уширения ($k_{\text{я}}=1$) примем за 1 и для разных $k_{\text{я}i}$ будем определять их в относительных единицах.

Равномерное уширение ярем. Здесь

$$k_{\text{я}1}=k_{\text{я}2}=k_{\text{я}3}=k_{\text{я}4}=k_{\text{я}} \tag{10.29}$$

и, учитывая технологическое требование безотходной штамповки пластин для БТ наименьшей стоимости (рис. 2.6, *б*),

$$c=a_4, \quad h=\frac{1}{2}(4c+a), \quad k_{\text{я}}=\frac{c}{a/2}. \tag{10.30}$$

Из геометрических соотношений и с учетом геометрических изображений (5.62) получаем:

— объем катушки

$$V_{к} = \left[\frac{\pi}{4} k_{я}^3 a + (1{,}4a + b) k_{я}^2 + + 0{,}5k_{я} (a + b)\right] a^2 = \varphi_{к} a^3,$$

— объем стержня сердечника

$$V_{с\,с} = (0{,}5 + 1{,}5k_{я})\, ba^2 = \varphi_{с\,с} a^3,$$

— объем ярем сердечника

$$V_{с\,я} = (k_{я} + 3k_{я}^2)\, ba^2 = \varphi_{с\,я} a^3,$$

где

$$\varphi_{к} = \left[\frac{\pi}{4} k_{я}^3 + (1{,}4 + y) k_{я}^2 + + 0{,}5k_{я} (1 + y)\right];$$

$$\varphi_{с\,с} = (0{,}5 + 1{,}5k_{я})\, y;$$

$$\varphi_{с\,я} = (k_{я} + 3k_{я}^2)\, y;$$

$$\varphi_{с} = \varphi_{с\,с} + \varphi_{с\,я}. \qquad (10.31)$$

Если в стержне имеет место индукция B, то в ярме

$$B_{я} = B/k_{я}. \qquad (10.32)$$

Рассмотрим вначале *случай нетекстурованной (горячекатаной) стали*. Используем зависимости $H \doteq B^{\sigma}$ (8.11), $P_0 \doteq \sum B_i H_i$ (3.1), $P \doteq a^5$ (9.17), приняв $\varphi_{w2} \doteq \varphi_{к}/\varphi_{ок}$, а с учетом (10.28), (10.31), (10.32) получаем систему уравнений для определения эквивалентных индукции B и базисного размера a при разных $k_{я}$ обеспечивающих условия (10.28):

$$\left.\begin{aligned} P_0 &\doteq B^{\sigma+1} (\varphi_{с\,с} + \varphi_{с\,я}/k_{я}^{\sigma+1})\, a^3, \\ P &\doteq \frac{(\varphi_s \varphi_{ок})^2 B^2}{\varphi_{к}}\, a^5, \quad \varphi_s = y. \end{aligned}\right\} \qquad (10.33)$$

После ее решения относительно a, находим окончательно с учетом выражений (5.79) и (9.45)

$$э_i \doteq \varphi_{эi} \sqrt[(5\sigma-1)/6]{\left(\varphi_{с\,с} + \frac{\varphi_{с\,я}}{k_{я}^{\sigma+1}}\right) \frac{\varphi_{к}^{(\sigma+1)/2}}{(y\varphi_{ок})^{\sigma+1}}}, \qquad (10.34)$$

причем

$$\varphi_g = k_c \gamma_c (\varphi_{c\,c} + \varphi_{c\,я}), \quad \varphi_v = (y + k_я)(0{,}5 + 3k_я + 4k_я^2).$$

Приняв при $k_я = 1$ $э_i = 1$, получаем (в отн. ед.)

$$э_i' = э_i / э_{i\,(k_я=1)}. \qquad (10.35)$$

Зависимости $э_i'$ от величины $k_я$ в широком диапазоне ее изменений $1 > k_я > 1$ по выражениям (10.34), (10.35), (5.92) построены на рис. 10.29 при различных параметрах y. Видно, что по совокупности показателей ни сужение ($k_я < 1$), ни уширение ярма ($k_я > 1$) какого-либо выигрыша не дают.

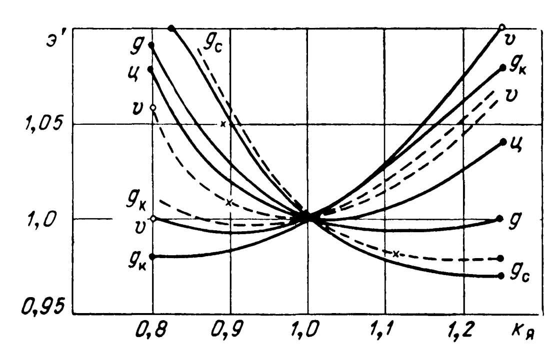


Рис. 10.29. О влиянии на показатели эффективности т. м. м. равномерного уширения ярем.

Более того, наблюдается даже некоторое увеличение объема, стоимости т. м. м., а при $k_я > 1$ и расхода меди (до 8%). Таким образом, введение пластин УШ, имеющих величину $k_я = 1{,}25$, представляется недостаточно обоснованным. Пластины безотходной штамповки без уширения при $x = 0{,}5$ $z = 1{,}5$ являются более оптимальными. Анализ показал также, что уширение ярма не дает выигрыша и в величине потерь p_c (и к. п. д).

Аналогичные результаты получены для случая $\tau = $ $= \mathrm{const}$. Здесь дополнительно используются выражения:

$$\left.\begin{aligned} П_c &= \varphi_{п\,c} a^2, \quad П_к = \varphi_{п\,к} a^2, \\ \varphi_{п\,c} &= 2\,[3k_я^2 + k_я(4y + 1{,}5) + 1{,}5y], \\ \varphi_{п\,к} &= 2\,[0{,}5\pi k_я(1{,}5k_я + 0{,}5) + 2k_я + 0{,}5]. \end{aligned}\right\} \qquad (10.36)$$

Анализ рассматриваемого вопроса можно выполнить и иначе, приняв кривую намагничивания сердечника по рис. 10.30 и положив:

в стержне $B \geqslant B_s$, $H \doteq H_s (B/B_s)^4$;

в ярмах $B < B_s$, $H \doteq B$.

Результат получается еще более невыгодный для случая уширения ярем.

Рассмотрим теперь *случай текстурованной стали*, когда необходимо учесть различные н. с. в различных ярмах.

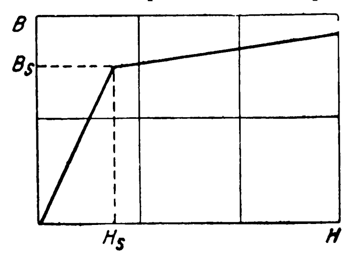


Рис. 10.30. Идеализированная кривая намагничивания сердечника.

Направление текстуры — по рис. 2.6. Получаем по участкам с учетом формул (10.30), (10.32):

вдоль текстуры

— в стержне $\varphi_{lc} \doteq h \doteq (0{,}5 + k_я)$, $B_c = B$,

— в ярмах $\varphi_{l2} + \varphi_{l4} \doteq c + h \doteq 0{,}5\,(1 + 3k_я)$, $B_я = B/k_я$;

поперек текстуры

$$\varphi_{l1} \doteq c + \frac{\pi}{2} k_я a \doteq 2{,}1 k_я, \quad B_я = B/k_я.$$

Дальнейший анализ аналогичен предыдущему, но в выражении (10.33) для P_0 величина $\varphi_{c\,я}$ разбивается на участки

$$\varphi_{ci} \doteq \varphi_{li}.$$

То же в выражении для потерь $p_c \doteq B^2 G_c \doteq B^2 \Sigma \varphi_{ci}$. Для каждого из участков в зависимости от направления текстуры берутся свои значения k_μ и p_1' в формулах $H \doteq k_\mu B^\sigma$ (8.11) и $p_c \doteq p_1' B^2$ (5.21). Полученные результаты принципиально не отличаются от предыдущего случая.

Основной причиной неблагоприятного результата является то, что при уширении среди других и ярма 4

(замыкающей пластины, см. рис. 2.6) мы для т. м. м. наименьшей стоимости неизбежно увеличиваем против оптимальных ширину и высоту окна в соответствии с условиями (10.30). Отсюда возникает идея неравномерного уширения ярем при сохранении ярма 4 оптимальной ширины (неуширенным), т. е. при технологическом условии $a_4 = c$, сохранении оптимальной ширины окна $c \approx a/2$, $x \approx 0{,}5$.

Неравномерное уширение ярем. Длины отдельных участков магнитной цепи (рис. 2.6) выразятся в безразмерных единицах следующим образом:

для стержня:

$$\varphi_{lc} = z + \frac{\pi}{16}\left(1 + \frac{k_{я1}+k_{я4}}{2}\right);$$

для ярем:

$$\varphi_{l1} = x + \frac{\pi}{16}\left(k_{я1} + \frac{1+k_{я2}}{2}\right),$$

$$\varphi_{l2} = z + \frac{\pi}{16}\left(k_{я2} + \frac{k_{я1}+k_{я4}}{2}\right),$$

$$\varphi_{l3} = z + \frac{\pi}{16}\left(k_{я3} + \frac{k_{я1}+k_{я4}}{2}\right),$$

$$\varphi_{l4} = x + \frac{\pi}{16}\left(k_{я4} + \frac{1+k_{я2}}{2}\right),$$

где $k_{яi}$ определяются по выражениям (10.27), рис. 2.6 и где, как указано выше, $k_{я4} = 1$. Весь дальнейший анализ ведется, как и прежде.

Очевидно, что при использовании *текстурованной* (*холоднокатаной*) стали наибольшего эффекта можно ожидать от уширения поперечного ярма *1*, в котором поток направлен поперек текстуры и на которое поэтому тратится значительная часть н. с., снижение которой будет наиболее заметно.

Результаты анализа для этого случая ($k_{я2}=k_{я3}=k_{я4}=1$), полученные при использовании кривых намагничивания вдоль и поперек текстуры по рис. 10.31, приводим на рис. 10.32. На рисунке в функции коэффициента уширения $k_{я1}$ даны относительные величины $э'_i$ (g, $g_к$, $ц$), причем за базис приняты существующие нормализованные пластины. Для т. м. м. наименьшей стоимости значения $э'_i$ в функции $k_{я1}$ приведены на рис. 10.32, *б* по отношению к случаю использования унифицированных пластин и сердечников

УШ по действующей нормали (§ 6.2, табл. П14.9) при $k_{я1} = k_{я2} = k_{я3} = k_{я4} = 1,25$. Видно, что неравномерное уширение дает заметный эффект по всем показателям

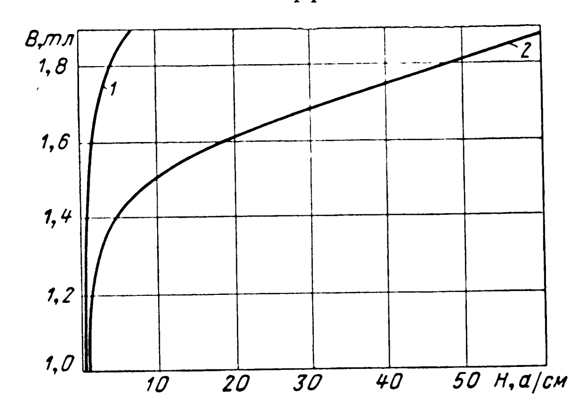


Рис. 10.31. Кривые намагничивания холоднокатаной стали: *1* — вдоль проката; *2* — поперек проката.

(несмотря на некоторое снижение индукции *B* по сравнению со случаем равномерного уширения). Оптимальное уширение составляет $k_{я1} = 1,2 \div 1,4$, снижение веса и стоимости доходит до 10%, а расхода меди — до 20%. Если сравнить

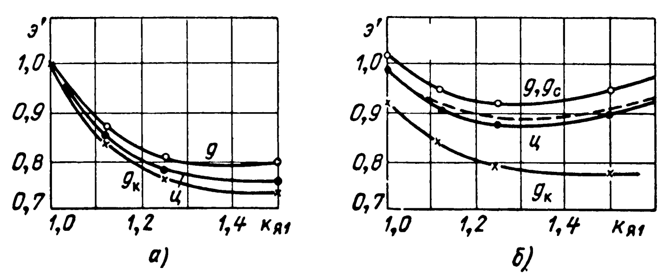


Рис. 10.32. О влиянии на показатели эффективности т. м. м. неравномерного уширения ярем:
а — для БТ наименьшего веса, *б* — для БТ наименьшей стоимости.

рис. 10.32, *б* и рис. 10.29 (точки при $k_я = 1,25$), то легко определить, что эффект имеет место и по отношению к оптимальным т. м. м. без уширения ($k_я = 1$).

Расчеты, проведенные для вариантов дополнительного уширения одного или обоих боковых продольных ярем *2* и *3*, показали, что результаты мало отличаются от рассмот-

ренных. Для примера пунктиром на рис. 10.32, *б* нанесена кривая *ц* для последнего случая. Несимметричное уширение эффективно и для т. м. м. наименьшего веса. Результаты анализа при $f = 400$ *гц* приведены на рис. 10.32, *а*. В этом случае за условие эквивалентности вместо $P_0 = \text{const}$ взято $p_c = \text{const}$. Сравнение проведено со случаем использования нормализованных шихтованных сердечников Ш наименьшего веса (§ 6.2, табл. П14.1). Геометрия сердечников полностью сохранена, но уширено ярмо *1*. Видим, что можно достичь снижения веса до 20%, оптимальные $k_{я1}$ составляют 1,3—1,5.

Анализ проводился также для случая использования *нетекстурованной стали*. Эффект от неравномерного уширения ярем несколько уменьшается, но по-прежнему имеет место и для т. м. м. наименьшего веса, и для т. м. м. наименьшей стоимости. Пластины с уширением одного продольного и одного поперечного ярем (*1* и *2* или *1* и *3*, рис. 2.6) позволяют собрать «ребристый» т. м. м. с улучшенной теплоотдачей по рис. 7.16, что приводит к дополнительному снижению веса трансформатора.

Практическая реализация конструкций с неравномерным уширением связана с решением некоторых технологических вопросов сборки ШС (кроме сборки встык по рис. 2.4, *б*).

Глава 11

ОПТИМИЗАЦИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ РЕЖИМОВ

11.1. Метод анализа

Факторы, определяющие оптимальность т. м. м., установлены полученными закономерностями (9.54), (9.57), (9.60) для показателей эффективности в § 9.4.

Роль ряда соотношений и геометрии т. м. м. и условия их оптимизации рассмотрены в гл. 8 и 10. Теперь рассмотрим роль всех остальных факторов и методы их оптимизации. При этом в целях наглядности используем закономерности для $э_i$ (9.54), (9.57), (9.60), опуская, где это возможно, несущественные факторы второго порядка. При необходимости полученные выводы иллюстрируем или корректируем результатами точных исследований, проведенных на ЦВМ с учетом всех факторов по (9.16), (9.23), (9.27). Эти результаты приводим для т. м. м., геометрия которых близка к компромиссной (оптимальной) по выводам § 10.6. Параметры такой геометрии приводим в табл. 11.1 для всех типов т. м. м. Ссылаясь на результаты анализа, полученные с помощью ЦВМ, имеем в виду т. м. м. указанной геометрии, если не делается иных оговорок. Заполнение окна катушками предполагается возможно полным, т. е. в выражениях (5.49), (5.55) $c_\Delta = 1$, $\delta = \delta_т$. Роль величины c_Δ анализируется отдельно в гл. 12.

11.2. Оптимальная индукция

Понятие оптимальной индукции. При условии $\tau = \text{const}$ для ТЕР индукция B автоматически получается оптимальной по выражению (9.6), если оптимальна величина ν (см. § 11.6).

Для ТВР и при условии $u = \text{const}$ индукция B фигурирует в основных закономерностях (9.16), (9.23), (9.54),

Параметр ζ_0	u=const									
	Нормальная частота					Повышенная частота				
	БТ	СТ	ТТ	ЗТ	1СТ	БТ	СТ	ТТ	ЗТ	1СТ
x_0	0,5	1	2	1,2	0,8	1	1,6	3	2	1
y_0	2	2	2	2	2	2	1,6	2	2	2
z_0	1,5	2,5	—	2,5	2,5	1,5	3,5	—	3	2,5

(9.57) в явном виде. На первый взгляд кажется, что с ростом B все показатели т. м. м. должны улучшаться. Но рост B означает рост токов i_{0r}, i_1, что вызывает рост потерь $p_к$ и перегрева. Поэтому при условии τ = const существуют оптимальные значения $B = B_0$, превышение которых уже не только не приводит к снижению показателей эффективности $э$, но даже ухудшает их. Это отражается наличием членов с током i_1 в (9.23). Для условия u = const рост тока i_0 несуществен (§ 8.3) и для показателей $э$ оптимальны максимально возможные индукции $B_0 = B_s$ по условиям (9.6), (9.7).

Новое звучание приобретает вопрос об оптимальных индукциях, если рассматривать не показатели $э$ (5.96), а показатели $э_\Sigma$ (5.87). Рост i_{0r}, i_1 приводит к увеличению присоединенных веса $g_{пр}$ и стоимости $ц_{пр}$, и для синтезирующих показателей g_Σ и $ц_\Sigma$ будут свои оптимальные значения индукций, меньшие, чем для показателей $э$. Математической записью условия оптимальности будут системы, определяющие оптимальные сочетания величин B и u или B и $\tau_м$:

$$\left.\begin{aligned}\frac{\partial э_i}{\partial B}=0\\ \frac{\partial э_i}{\partial u}=0\end{aligned}\right\}_{P_2=\text{const}} \quad\text{или}\quad \left.\begin{aligned}\frac{\partial э_i}{\partial B}=0\\ \frac{\partial э_i}{\partial \tau_м}=0\end{aligned}\right\}_{P_2=\text{const}}. \qquad (11.1)$$

Обозначим величины, оптимальные для показателей $э$, через $B_э$, $u_э$, $\tau_{мэ}$; величины, оптимальные для показателей $э_\Sigma$ — через B_Σ, u_Σ, $\tau_{м\Sigma}$, в том числе для системного веса g_Σ — через B_g, u_g, $\tau_{мg}$, для действительной стоимости $ц_\Sigma$ — через $B_ц$, $u_ц$, $\tau_{мц}$.

Таблица 11.1

геометрии т. м. м.

	$\tau=\text{const}$									
	Нормальная частота					Повышенная частота				
	БТ	СТ	ТТ	ЗТ	1СТ	БТ	СТ	ТТ	ЗТ	1СТ
	0,8	1	1	1,2	0,8	1	1,6	1,6	2	1,2
	2	1,6	0,5	1,6	2	2	1,6	0,5	1,6	1,6
	1,6	2	—	2	2	2	2	—	2	2,5

Оптимальная индукция при условии u = const. Систему (11.1) решаем с использованием выражений (9.53), (9.54), (5.20), (8.12), (9.15), (9.14), (5.26), (5.23) и $p_{к1}$ по табл. 9.1. Пренебрегая величинами второго порядка малости и замечая, что в реальной зоне значений i_{0r}, $k_{пот}$, l_c, B можно принять $\sqrt{(1+k_{пот})^2+i_{0r}^2}-1 \approx k_{пот}+0{,}5i_{0r}^2$, $\psi=0$ при $\sigma=3$, получаем после преобразований при типовых условиях обобщенное уравнение

$$\text{э}_\Sigma = c_p \left\{ \frac{N_a}{\omega_u} \frac{\varphi_\text{э}}{\sqrt[5]{P^2B^6u^3}} + N_2 \left(\sqrt[5]{\frac{B^{14}}{P^2u^3}} \frac{m_c\varphi_c}{\omega_u} \right)^{\sigma_3} + \right.$$

$$\left. + \Delta_\text{э} \left[u + \sqrt{\frac{B^4}{P^2u^3}} \frac{n_c\varphi_c}{\omega_u} + \frac{1}{2} \left(\frac{m_c\varphi_c}{2\omega_u}\right)^2 \sqrt{\frac{B^{28}}{P^4u}} \right] \right\}, \qquad (11.2)$$

где

$$\omega_u = \left[\frac{k_1^2 k_{ок}\varphi_1^2}{2\rho(1+\varepsilon_{l1})}\right]^{0,6}; \qquad m_c = \psi_f\psi_3 k_\mu k_1 10^{-2}; \qquad (11.3)$$

φ_1, n_c, k_1 определяются по формулам (9.51), (9.52), P — по (9.66), c_p — по (9.67), и где коэффициенты таковы:

Условие	N_a	N_r	$\varphi_\text{э}$	$\sigma_\text{з}$	$\Delta_\text{э}$
$\text{э}_\Sigma = g_\Sigma$	1	$0{,}5\,g_{гу}$	φ_g	2	$g_{гу}+g_{т}$
$\text{э}_\Sigma = ц_\Sigma$	$1+n_{ам}T_{ок}$	$ц_r$	$\varphi_ц$	1	$ц_p$

(11.4)

Таблица 11.2

Коэффициенты кубических уравнений (11.6)

Искомая величина	Выражения для определения коэффициентов				
	r	a_i	b_i	c_i	d_i
u_g	0,8	1	0	$-0{,}6\frac{\varphi_g B^{-1,2}+g_{\text{г}} n_{\text{с}} \varphi_{\text{с}} B^{0,8}}{g_{\text{г}} \omega_p}$	$-0{,}6\frac{g_{\text{гу}}}{g_{\text{г}}}\frac{m_{\text{с}}^2}{\omega_p^2} B^{4,8}$
B_g	2	$\frac{9m_{\text{с}}^2}{\omega_p \varphi_{\text{с}}}\left(g_{\text{г}} u^{0,4}+\frac{g_{\text{гу}}}{u^{0,6}}\right)$	0	$2g_{\text{г}} n_{\text{с}}$	$-3\frac{\varphi_g}{\varphi_{\text{с}}}$
$B_{ц}$	2	$9ц_p\frac{m_{\text{с}}^2}{\omega_p^2} u^{0,4}$	$8ц_{\text{г}}\frac{m_{\text{с}}}{\omega_p}$	$2ц_p\frac{n_{\text{с}}\varphi_{\text{с}}}{\omega_p}$	$-3\frac{(1+n_{\text{ам}}T_{\text{ок}})\varphi_ц}{\omega_p}$

Дифференцируя уравнение (11.2), получаем, пренебрегая величинами второго порядка малости,

$$u_ц = \frac{0,75}{\sqrt[4]{P}} \left[\frac{1}{\omega_u} \left(\frac{1+n_{ам}T_{ок}}{B^{6/5}} \frac{\varphi_ц}{ц_p} + m_c \frac{ц_г}{ц_p} B^{14/5} + n_c \varphi_c B^{4/5} \right) \right]^{5/8}. \quad (11.5)$$

Уравнениям для поиска $ц_g$, B_g, $B_ц$ можно придать типовую форму кубического уравнения:

$$\left. \begin{aligned} a_B B_{\Sigma}^{3r} + b_B B_{\Sigma}^{2r} + c_B B_{\Sigma}^{r} + d_B = 0, \\ a_u u_{\Sigma}^{3r} + b_u u_{\Sigma}^{2r} + c_u u_{\Sigma}^{r} + d_u = 0. \end{aligned} \right\} \quad (11.6)$$

Не приводя самих решений, осуществляемых либо по формуле Кардана, либо в тригонометрической форме, даем в табл. 11.2 коэффициенты уравнений (11.6) для всех случаев, введя с учетом (11.3) обозначения

$$\omega_p = \omega_u P^{0,4}, \quad g_г = g_{гу} + g_т. \quad (11.7)$$

Детальный анализ показывает, что с увеличением P_2 величина B_{Σ} возрастает, но незначительно:

$$B_{\Sigma} \doteq P^{0,1 \div 0,06}. \quad (11.8)$$

Поэтому можно ограничиться анализом при типовой мощности P_2 = 30 *вт*. Решение системы (11.6) при оговоренных условиях дает сочетания оптимальных B_{Σ} и u_{Σ}, приведенные в табл. 11.3 (сталь Э310). Оптимальные u_{Σ} выше, чем

Таблица 11.3

Оптимальные значения B_{Σ} и u_{Σ}

Искомая величина		f = 50 *гц*		f = 400 *гц*
		по стоимости $ц_{\Sigma 2}$	по весу g_{Σ}	
			по $g_{\Sigma 1}$	по $g_{\Sigma 2}$
Оптимальные сочетания B_{Σ} и u_{Σ}	B_{Σ}, *тл*	1,71	0,84	1,53
	u_{Σ}	0,14	0,32	0,15
При u = const = 0,1	B_{Σ}, *тл*	1,69	1,51	1,67

Примечание. Величины $ц_{\Sigma i}$, $g_{\Sigma i}$ берутся по условиям (5.100), (5.106).

допустимые из условия стабильности выходных напряжений т. м. м. (обычно $u \leqslant 0{,}05 \div 0{,}1$), и практически реализованы быть не могут. Поэтому весь анализ следует вести при задаваемых величинах $u = \text{const}$.

Анализ показывает, что величины B_Σ и u_Σ мало зависят друг от друга. Приближенно эти зависимости аппроксимируются выражениями

$$B_g \doteq u^{0,1}, \quad B_ц \doteq u^{-0,04}. \tag{11.9}$$

Оптимальные значения B_Σ, рассчитанные при типовых значениях $u = \text{const} = 0{,}1$, приведены в табл. 11.3. Видно, что и при $u = u_\Sigma$ и при задаваемых $u = \text{const}$, величины B_Σ либо больше, либо очень близки к B_s (9.8). Поскольку в последнем случае выигрыш при $B = B_\Sigma$ незначителен по сравнению с режимом $B = B_s$ и поскольку для всех показателей $э$ режим $B = B_s$ оптимален, можно считать, что для т. м. м. при заданном падении напряжения всегда оптимально условие (9.7). Сказанное подтверждает правомерность принятия $B = B_s$ при анализе оптимальной геометрии в § 10.3 и иллюстрируется графическими зависимостями на рис. 11.1, рассчитанными для $ц_\Sigma$ и g_Σ по уравнению (11.2) для тех же данных, что приводились выше. На рисунках выделяем составляющие $э$ и $э_{пр}$ (g и $g_{пр}$, $ц$ и $ц_{пр}$) для их сопоставления. Пунктиром выделены составляющие $g_{прr}$ и $ц_{прr}$, вызванные намагничивающим током. Кривые даны в относительных единицах для величин $э'_i = э_i/э_{i\,(B=B_s)}$.

Видно, что присоединенные вес и стоимость играют существенную роль в формировании синтезирующих величин g_Σ и $ц_\Sigma$, особенно при повышенной частоте. Эта роль, мало заметная при малых индукциях, возрастает по мере увеличения B обратно роли собственно веса и стоимости g и $ц$, и в зоне оптимальных индукций величины $g_{пр}$, $ц_{пр}$ могут даже превысить величины g и $ц$ (а при $B > B_\Sigma$ — тем более). Составляющие, вызванные намагничивающим током, для стоимости мало существенны, а для веса — существенны, особенно при нормальной частоте, где эта составляющая начинает играть основную роль. Различием роли этого фактора объясняется и различный характер зависимостей (11.9) B_g и $B_ц$ от u (так как с увеличением u уменьшаются размеры и намагничивающий ток т. м. м.).

Учет присоединенных веса и стоимости $g_{пр}$, $ц_{пр}$ в общем случае следует признать существенным фактором. Введе-

ние синтезирующих показателей $э_\Sigma$ является оправданным и для строгого анализа — необходимым шагом. В то же время по уравнению (11.2) роль этих факторов с ростом мощности падает и количественные соотношения по рис. 11.1 нельзя распространять на весь диапазон мощностей. К вы-

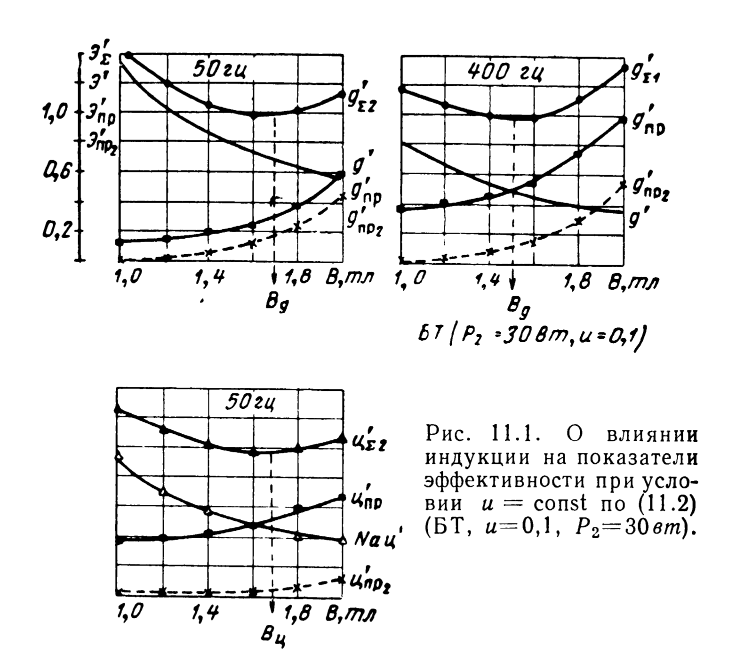


Рис. 11.1. О влиянии индукции на показатели эффективности при условии $u = \text{const}$ по (11.2) (БТ, $u = 0{,}1$, $P_2 = 30$ *вт*).

воду (9.7) приводит и анализ на ЦВМ. На рис. 11.2 даны зависимости $э_i$ от B, полученные на ЦВМ и подтверждающие сделанные выводы.

Оптимальная индукция при условии $\tau = \text{const}$ для ТВР. Практически здесь интересен случай нормальной частоты, так как при повышенной частоте вынужденный тепловой режим наступает лишь при условии $B > B_s$ и вопрос о выборе величины B здесь не стоит, уступая место вопросу об оптимальных ν (см. § 11.5). Метод решения системы (11.1) аналогичен изложенному выше, но использует соответствующие выражения для ТВР. Различие между мощностями P и P_2 учитываем по выражениям (9.69). Используя дополнительно аппроксимации (11.17) и вводя по выражению (7.11) зависимость α от $h_к$ (h) и $\tau_м$, получаем следую-

щие обобщенные выражения для показателей $э$, $э_{пр}$ и $э_\Sigma$:

$$э = \frac{\varphi,}{\omega P_2^{0,13}} \frac{1 + k_{pB} \tau_м^{1,2} P_2^{-0,5}}{B^{0,87} \tau_м^{0,6}}, \qquad (11.10)$$

$$э_\Sigma = N_a э + э_{пр},$$

$$э_{пр} = \Delta_э \frac{k_{rБ} Б_{z50}}{P_2^{0,45}} \frac{1 + 0,5 k_{pB} \tau_м^{1,2} P_2^{-0,5}}{B^{0,55}} \tau_м^{0,9} +$$

$$+ N_r \left(\frac{m_c \varphi_c}{\omega P_2^{0,13}} \right)^{\sigma_3} \frac{B^{3,1\sigma_3}}{\tau_м^{0,6\sigma_3}}, \qquad (11.11)$$

где
$$\left. \begin{aligned} \omega = 0,5 \left(\frac{\sqrt{k_Б}}{r_\varphi} \right)^{0,87}, \quad Б_{z50} = 0,55 \frac{\varphi_z r Б_{50}}{Б_{\nu 50}^{1,23}} \\ Б_\nu = \frac{Б}{1+\nu}; \end{aligned} \right\} \qquad (11.12)$$

N_a, N_r, $\Delta_э$, σ_3, $\varphi_э$ определяются по выражениям (11.4), m_c — по (11.3), k_{pB}— по (9.69), $k_{rБ}$, $k_Б$, r_φ— по (9.70).

Эти выражения, как (9.68) и далее, соответствуют приближенному значению $\theta = 9$.

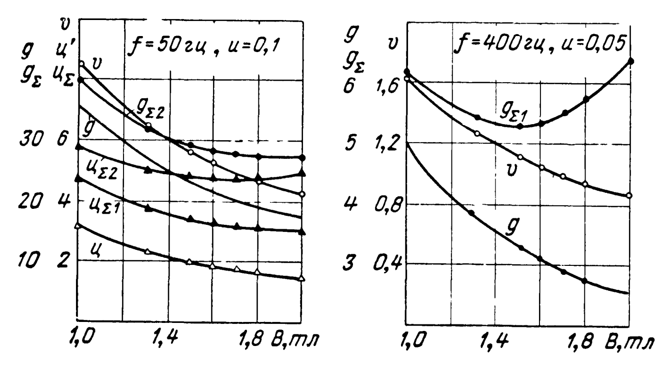


Рис. 11.2. О влиянии индукции на показатели эффективности при условии u = const по данным ЦВМ (БТ, $P_2 = 30$ *вт*, $x = 0,5$, $z = 1,5$, $y = 2$).

Аналогичный случаю u = const анализ показывает: с увеличением P_2 величины $B_э$, B_Σ (11.1) несколько растут, поэтому наиболее показательными будут относительно малые мощности; при оптимальных сочетаниях $B_э$ и $\tau_м$, величина $\tau_{мэ}$ значительно больше практически допустимой (см. § 11.4). При наиболее характерных значениях g_{ry}

и $ц_р$ то же можно сказать для основной зоны мощностей о величинах B_Σ и $\tau_{м\Sigma}$. Отсюда ясно, что весь анализ целесообразно вести при задаваемых величинах $\tau_м = \text{const}$. Анализ показывает, что и при этом условии оптимальные значения B_Σ, и особенно $B_э$, при типовых $\tau_м$ лежат выше, чем

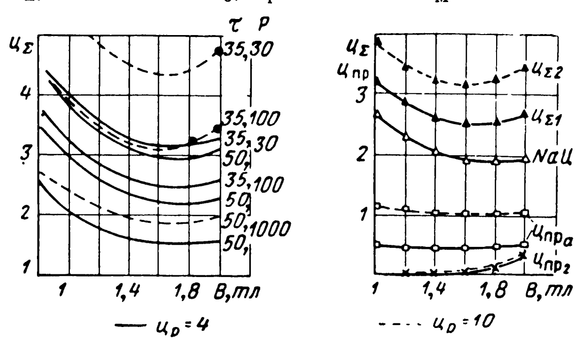


Рис. 11.3. О влиянии индукции на показатели эффективности при условии $\tau = \text{const}$ по (11.10), (11.11) (СТ, $f = 50$ *гц*).

B_s, или очень близко к этой величине. Следовательно, условие (9.7) остается оптимальным и для ТВР.

Эти результаты демонстрируют зависимости $ц$, $ц_\Sigma(B)$, $g_\Sigma(B)$, построенные по выражениям (11.10), (11.11) на рис. 11.3 при различных P_2, τ. Зависимость g аналогична таковой для $ц$. На том же рисунке при $P = \text{const}$, $\tau = \text{const}$ приведены составляющие $ц_\Sigma - N_a ц$, $ц_{пра} = ц_р k_{пот}$, $ц_{прг} = ц_г i_{0г}$ по формуле (5.107). Все неоговоренные условия — типовые. Кривые приведены для СТ наименьшей стоимости с параметрами геометрии: $x = 0{,}8$, $y = 2$, $z = 2{,}5$. Видно, что и для условия $\tau = \text{const}$ учет присоединенных составляющих весьма существен для получения исчерпывающих выводов.

Анализ на ЦВМ подтверждает оптимальность соотношения (9.7) $B = B_s$. Для наглядности приводим на рис. 11.4 кривые v, g, g_Σ, $ц$, $ц_\Sigma$ в функции B для СТ при характерных значениях $\tau_м$ и P_2.

Оптимальная индукция при условии $\tau = \text{const}$ для ТЕР. При заданных размерах т. м. м. индукция B может быть определена зависимостью (9.6). Найдем более общее выражение непосредственно в функции мощности. Это можно сделать, решив совместно уравнения (9.6), (9.27) и (5.37). Дополнительно учитываем также зависимость α от $\tau_м$

и $h_к$ (h) по (7.11) и находим

$$B = \sqrt{\left[\frac{(\alpha_0' m_т \tau_м^{1+(1/\sigma_2)})^{4\theta}}{(c_p P_2)^{\theta+1}} \frac{\left(k_1 \sqrt{\frac{k_0}{\rho}}\right)^{\theta+1}}{\sqrt{n_с^{7\theta-1}}}\right]^{1/(3\theta-1)}} \Phi_{B\tau e}. \qquad (11.13)$$

Член $\Phi_{B\tau e}$ определяется геометрическими соотношениями и выбранным режимом работы ν:

$$\Phi_{B\tau e} = \sqrt{\left[\frac{\sqrt{\nu^{7\theta-1}}}{\left(\frac{1+\nu}{Б}\right)^{4\theta}} \left(\frac{\varphi_1}{\mathcal{J}}\right)^{\theta+1} \frac{\varphi_{zГ0}^{4\theta}}{\sqrt{\varphi_с^{7\theta-1}}}\right]^{1/(3\theta-1)}}. \qquad (11.14)$$

Здесь $\varphi_{zГ0}$, φ_1, k_1, $\mathcal{J}$ определяются по формулам (9.51), (9.52), величину ν следует брать оптимальной $\nu = \nu_{опт}$, $\nu = \nu_0$ — согласно данным § 11.6.

Величина B заметно уменьшается с ростом мощности, растет с увеличением допустимого перегрева и соотношения

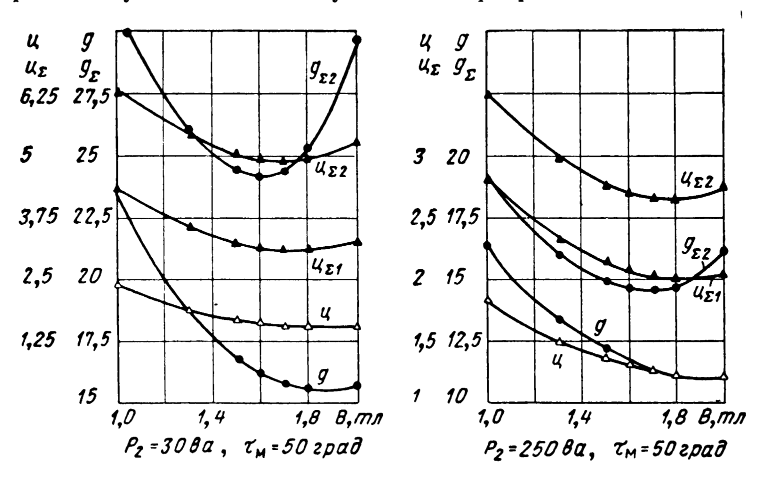


Рис. 11.4. О влиянии индукции на показатели эффективности при условии $\tau = \mathrm{const}$ по данным ЦВМ (СТ, $f = 50$ *гц*).

ν. С ростом частоты при $P_2 = \mathrm{const}$ индукция падает, так как рост p_1 в составе $p_с$ превалирует над ростом k_1 ($k_1 \div f$). Из формулы (11.4) следует, что индукция зависит также от типа т. м. м. и его геометрии. Можно показать, что, несмотря на уменьшение потерь p_1, индукция у оптимальных ТТ ниже, чем у других типов, из-за уменьшения оптималь-

ного значения ν и увеличения коэффициента перепада Γ, входящего в знаменатель члена $\varphi_z \Gamma_0$. При улучшении качества сердечника и его материала (снижении p_1) оптимальная индукция увеличивается в примерном соотношении

$$B \doteq \frac{1}{p_1^{0,6}}. \tag{11.15}$$

Что касается роли геометрии, то величина B уменьшается при увеличении φ_c. Пока выполняются условия естественного теплового режима работы, зависимости B от P_2 и $\tau_м$ аналогичны таковым для плотности тока (см. § 11.7, 14.4, рис. 14.6).

11.3. Оптимальное падение напряжения

Понятие оптимального падения напряжения. Оптимальные падения напряжения $u_э$, u_Σ должны обеспечить получение минимально возможных значений $э$ или $э_\Sigma$ соответственно при условии $u = \text{const}$ (при условии $\tau = \text{const}$ величина u является свободной, не подчиненной заведомо заданным условиям). Физически постановка вопроса об оптимальных u обусловлена уменьшением мощности P_2 по сравнению с мощностью P при возрастании u согласно зависимостям (9.66), (9.67). Поэтому при больших u показатели $Э_i/P_2$ могут ухудшаться, несмотря на улучшение показателей $Э_i/P$.

Для показателей $э_\Sigma$ при этом действует и вторая, еще более существенная причина — рост присоединенных величин $g_{пр}$, $ц_{пр}$ из-за роста потерь $p_к$ при возрастании u (5.78).

Оптимальные значения *u*. В § 11.2 выведены теоретические выражения (11.5), (11.6) для $u_ц$ и u_g и показано, что эти значения, особенно второе, весьма велики и обычно неприемлемы для практики. Если определить оптимумы $u_э$ с учетом связей (9.66), (9.67), окажется, естественно, всегда $u_э > u_\Sigma$. По условиям стабильности вторичных напряжений т. м. м. приходится ограничивать значения u меньшими, принудительно задаваемыми величинами. Соответственно при условии задаваемых $u = \text{const}$ необходимо и вести весь анализ.

Для того чтобы наглядно оценить, каков получающийся при этом проигрыш в показателях трансформатора, при-

водим на рис. 11.5 кривые $э_i' (u) = э_i/э_{i\,(u=0,1)}$, рассчитанные по уравнению (11.2) с учетом (9.66), (9.67), для g, g_Σ, $ц$ и $ц_\Sigma$ при нормальной и повышенной частоте. Все условия те же, что для рис. 11.1. За базисные взяты значения $э_i$ при $u = 0,1$.

Видно, что ограничивая u величинами $u = 0,1$, мы далеко не используем возможностей снижения показате-

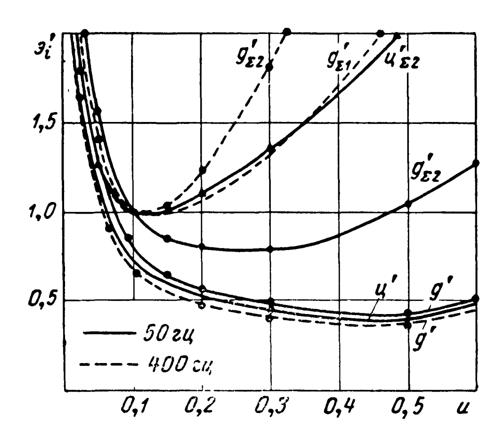


Рис. 11.5. О влиянии падения напряжения на показатели эффективности (БТ, $P_2 = 30$ *вт*, $B = 1,6$ *тл*).

лей $э$ (g, v, $ц$) у т. м. м. как такового. В меньшей степени это относится к показателю g_Σ при нормальной частоте и в еще меньшей степени к показателю g_Σ при повышенной частоте и показателю $ц_\Sigma$. Для последних двух показателей значения $u = 0,1$ практически оптимальны. При дальнейшем снижении $u < 0,1$ проигрыш быстро растет по всем показателям. Учитывая изложенное, значения u менее 0,1 следует считать с точки зрения показателей т. м. м. крайне нежелательными и необходимо каждый раз внимательно анализировать, насколько обоснованы требования обеспечить $u < 0,1$. Необоснованное снижение u приводит к неоправданно большому увеличению веса, объема и стоимости т. м. м., включая и синтезирующие показатели g_Σ и $ц_\Sigma$.

Рассматривая теоретические оптимумы по рис. 11.5 для показателей $э$, надо иметь в виду, что они практически нереализуемы и по второй причине — чрезмерного возрастания перегрева из-за роста потерь. В наиболее важной зоне значений $0 < u \leqslant 0,1$ $(u \ll 1)$ зависимость показа-

телей $э$ от u хорошо отражается закономерностью (9.54), согласно которой

$$э \doteq \frac{1}{u^{3/5}}. \qquad (11.16)$$

Условие максимального к. п. д. Установим значение u_η, при котором для данной мощности т. м. м. наблюдается максимум к. п. д. Решая уравнение $\partial k_{\text{пот}}/\partial u = 0$, находим

$$u_\eta = \left[\left(0{,}6 \frac{n_c \varphi_c}{\omega_u} \right)^5 \frac{B^4}{P^2} \right]^{1/8}.$$

Условия минимума $э_i$ и максимума к. п. д. не совпадают (выражения для соответствующих значений u различны). При $B = B_s$, $P_2 = 30$ *вт* и прочих прежних условиях для обеих характерных частот $u_\eta \approx 0{,}05$.

11.4. Оптимальный перегрев

Понятие оптимального перегрева. Показатели $э$ с ростом перегрева $\tau_м$ имеют очевидную тенденцию к снижению, так как при этом более форсированно используются активные материалы, что математически видно из уравнений (9.57) и (9.60). Однако этому снижению должен наступить предел, поскольку рост $\tau_м$ в соразмерном трансформаторе по выражению (7.44) всегда означает рост потерь $p_к$, а следовательно, и уменьшение полезной мощности P_2 при данной мощности P по (8.7). Влияние перегрева на отношение P/P_2 в явном виде отражают зависимости (9.68) — (9.71). Перегрев, при котором для данной мощности значения $э$ (отнесенные к мощности P_2, а не P!) минимальны, и будет оптимальным: $\tau_м = \tau_{мэ}$.

В еще большей степени негативные стороны увеличения перегрева сказываются на показателях g_Σ и $ц_\Sigma$, так как при этом из-за роста потерь растут присоединенные вес $g_{пр}$ и стоимость $ц_{пр}$ (5.98), (5.105). Тем более очевидно наличие оптимумов $\tau_м = \tau_{м\Sigma}$, при которых g_Σ или $ц_\Sigma$ минимально. Очевидно, что всегда $\tau_{м\Sigma} < \tau_{мэ}$. Сравнивая (9.69) и (9.71), видим, что для ТЕР рост $\tau_м$ менее неприятен в указанном смысле, чем для ТВР.

Определение оптимальных перегревов. Теоретическое нахождение оптимумов $\tau_{мэ}$ и $\tau_{м\Sigma}$ возможно по выражениям (11.10) и (11.11). Оговорим, какие аппроксимации прини-

мались при выводе этих выражений. Чтобы отразить все факторы, связанные с изменением перегрева, учитывались следующие зависимости при увеличении $\tau_м$: увеличение коэффициентов α, ρ, уменьшение ν (5.20) при $B = \text{const}$ и росте потерь $p_к$.

Точно эти зависимости выразить трудно, поэтому ограничимся аппроксимациями, правильно отражающими тенденции этих изменений: для α — по выражению (7.6), для ρ — по (5.37), для величин, связанных с ν,— по нашим расчетным данным. Поскольку сейчас нас интересует широкий интервал значений $\tau_м$, принято значение $\sigma_2 = 2{,}6$, лучше удовлетворяющее зоне больших τ, в которой аппроксимация (7.9) при $\sigma_2 = 4$ теряет силу, как это отмечалось в § 7.4. Принимаем

$$k_\tau \doteq \tau_м^{0,25}, \quad Б \doteq \tau_м^{-0,1}, \quad Б/(1+\nu) \doteq \tau_м^{0,18} \qquad (11.17)$$

и согласно выводам § 11.2 $B = B_s = \text{const}$.

Дифференцируя уравнение (11.10) и решая $\partial э/\partial\tau_м = 0$, находим

$$\tau_{мэ} = \left(\sqrt{P_2}/k_{pB}\right)^{0,83}, \qquad (11.18)$$

где k_{pB} определяется по формуле (9.69).

Видим, что величина $\tau_{мэ}$ растет с увеличением мощности и определяется как ею, так и геометрией т. м. м. Заметим, что без учета различия между мощностями P_2 и P получили бы $\tau_{мэ} \to \infty$.

Для нахождения $\tau_{м\Sigma}$ дифференцируем уравнение (11.11) с учетом (11.10). После некоторых преобразований, пренебрегая величинами второго порядка малости, представляем полученное уравнение в виде квадратного относительно величины $\tau_{м\Sigma}^{3/2}$ и получаем в общем виде

$$\tau_{м\Sigma} = \sqrt[3]{\left[-\frac{0{,}19N_2}{N_4} + \sqrt{\left(0{,}19\frac{N_2}{N_4}\right)^2 + 0{,}25\frac{N_1}{N_4}}\right]^2}. \qquad (11.19)$$

Здесь

$$\left.\begin{aligned} N_1 &= \frac{N_а\varphi_з}{\omega B^{0,87}P_2^{0,13}} + \frac{N_r B^{3,1\sigma_з}}{r_{\tau 1}}\left(\frac{m_с}{\omega P_2^{0,13}}\right)^{\sigma_з}; \\ N_4 &= 0{,}11\frac{k_{pB}}{\sqrt{P_2}}N_3; \quad N_3 = \Delta_э\frac{Б_{z50}k_{rБ}}{B^{0,55}}; \\ N_2 &= 0{,}22\frac{k_{pB}}{\sqrt{P_2}} + \frac{N_3}{P_2^{0,45}} + \frac{r_{\tau 2}N_а\varphi_э}{\omega B^{0,87}P_2^{0,13}}, \end{aligned}\right\} \qquad (11.20)$$

где $N_а$, N_r, $\Delta_э$, $\sigma_з$, $\varphi_э$ находятся по формулам (11.4), ω, $Б_{z50}$ — по (11.12), m_c — по (11.3), $k_{рВ}$ — по (9.69), $k_{rБ}$ — по (9.70),

$$\left.\begin{array}{lll} \text{при нахождении } \tau_{мg} & r_{\tau1}=25, & r_{\tau2}=0, \\ \text{при нахождении } \tau_{мц} & r_{\tau1}=1, & r_{\tau2}=1. \end{array}\right\} \quad (11.21)$$

Детальный анализ показывает, что с достаточной точностью

$$\tau_{м\Sigma} \doteq \sqrt[4]{P_2}. \quad (11.22)$$

Величина $\tau_{м\Sigma}$ зависит от ряда факторов, в том числе, как и $\tau_{мэ}$, от геометрии т. м. м. и величины P_2. Определим значения $\tau_{мэ}$, $\tau_{м\Sigma}$ для характерного случая СТ, у которого наиболее заметно проявляется роль потерь, при $P_2 =$ $= 50$ *ва*. Рассмотрим два варианта — СТ наименьшей стоимости при нормальной частоте и СТ наименьшего веса при нормальной и повышенной частоте. Определенные по формулам (11.18), (11.19) $\tau_{мэ}$ и $\tau_{м\Sigma}$ для этих вариантов приведены в табл. 11.4. Все условия типовые, $B = B_s$.

Таблица 11.4

Оптимальные перегревы

Оптимизируемый показатель	Частота, *гц*	Геометрия			Оптимальный перегрев, *град*	
		x	y	z	$\tau_{мэ}$	$\tau_{м\Sigma}$
Вес	50	1,25	1,25	2	360	58
	400	1,6	1,25	2	990	71
Стоимость	50	1	2	2	420	Для $ц_{\Sigma1}$ 62, для $ц_{\Sigma2}$ 33

Из таблицы видно, что даже при относительно небольшой мощности оптимальные перегревы $\tau_{мэ}$ столь высоки, что практически реализованы быть не могут и никаких огра-

ничений не накладывают. Иначе обстоит дело с величинами $\tau_{м\Sigma}$. При указанной мощности они не намного выше типовой величины $\tau_м = 50$ *град*, а для стоимости $ц_\Sigma$ — даже

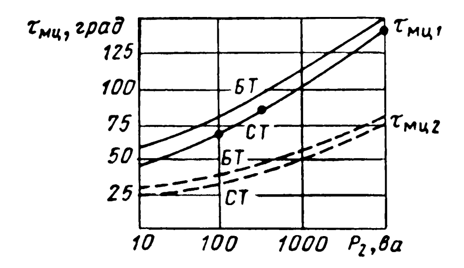


Рис. 11.6. Зависимости оптимального перегрева от мощности:
——— по $ц_{\Sigma 1}$, — — — по $ц_{\Sigma 2}$.

ниже. С ростом P_2 величины $\tau_{мэ}$ и $\tau_{м\Sigma}$ увеличиваются по зависимостям (11.18) и (11.24).

Поскольку падение напряжения и потери $p_к$ у БТ меньше, чем у СТ (§ 9.7, 11.8, 11.11), для БТ оптимальные

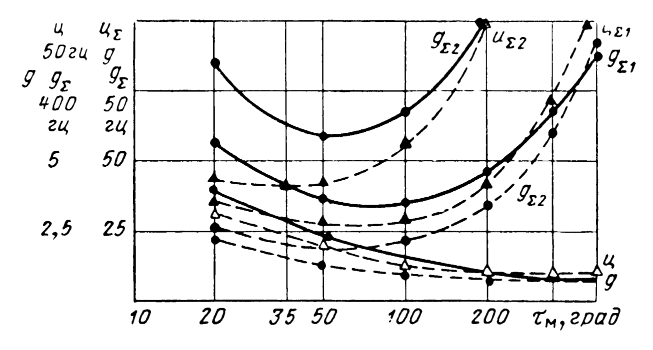


Рис. 11.7. О влиянии перегрева на показатели эффективности ТВР при $P_2 = \text{const}$ по (11.10), (11.11):
——— 400 *гц*, — — — 50 *гц*.

перегревы несколько выше, чем для СТ. Приводим на рис. 11.6 зависимости оптимального перегрева по действительной стоимости $\tau_{мц}$ от мощности для СТ и БТ. Геометрия последнего также близка к условиям наименьшей стоимости ($x = 0{,}5$; $y = 2$; $z = 2$). Вычисленные зависимости $э$ и $э_\Sigma$ от $\tau_м$ приводим при оговоренных условиях на рис. 11.7.

Особенности ТЕР. При повышенной частоте оптимальные перегревы выше, чем при нормальной, как это видно

из табл. 11.4 и рис. 11.7. Приведенные данные для т. м. м. повышенной частоты рассчитаны по уравнениям ТВР, поскольку с ростом перегрева и эти т. м. м. при относительно невысокой мощности попадают в зону вынужденного теплового режима. Для определения $\tau_{м\Sigma}$ это условие будет действовать практически для всех трансформаторов из-за очень большой величины $\tau_{мэ}$. Для определения $\tau_{м\Sigma}$ при больших мощностях т. м. м. это условие уже теряет силу, так как с ростом мощности границы наступления вынужденного теплового режима отодвигаются. Поэтому для ТЕР необходимо преобразовать уравнения (11.10) и (11.11) для веса g_Σ (стоимость $ц_\Sigma$ в этом случае, как обычно, не рассматривается), выразив индукцию B через перегрев $\tau_м$ и мощность P_2.

Поскольку для ТЕР индукция B определяется потерями $p_с$, зависящими от p_1 (9.6), здесь важно учесть зависимость от температуры потерь p_1. На основании литературных [144 и др.] и наших опытных данных принимаем в первом приближении при изменении $\tau_м$ условие $k_\tau p_1 = \text{const}$. Если пренебречь также различием между мощностями P и P_2, что при не очень высоких перегревах для больших т. м. м. повышенной частоты вполне обоснованно ввиду малости величины u (§ 8.3), то после необходимых преобразований получаем:

$$g = N_5 \frac{\varphi_g}{\tau_м^{1,38}}, \tag{11.23}$$

$$g_\Sigma = g + g_{пр}, \quad g_{пр} = g_г \frac{N_6}{\sqrt{P_2}} \tau_м^{0,68} + g_{гу} N_7 \frac{\tau_м^{4,8}}{\sqrt[3]{P_2^2}}, \tag{11.24}$$

где

$$\left.\begin{aligned} &N_5 = N_8 \frac{m_т \alpha_0'}{4,5}; \quad N_6 = 0,19 Б \varphi_{zГ} \sqrt[3]{\alpha_0' m_т N_8^2}; \\ &N_7 = 1,4 \cdot 10^{-4} \left(\frac{m_с}{\varphi_с}\right)^2 \sqrt{N_8} \left(\frac{Б \varphi_{zГ}}{n_с}\right)^4 (m_т \alpha_0')^{3,5}; \\ &N_8 = \frac{2,1 r_\varphi}{Б \sqrt{\varphi_{zГ}}} \sqrt{n_с \varphi_с k_{\tau 50}}, \end{aligned}\right\} \tag{11.25}$$

причем $k_{\tau 50}$ — значение k_τ при $\tau_м = 50$ *град*.

По этим формулам на рис. 11.8 построены зависимости g, g_Σ от перегрева для СТ мощностью 250 *ва*. Характер кривых по рис. 11.6, 11.8 одинаков, но как и ожидалось, во

втором случае зоны минимальных g_Σ, g сдвинуты в сторону более высоких перегревов.

Заключительные выводы. Рассматривая приведенные материалы, можно прийти к таким общим выводам. Для всех показателей эффективности $э_i$ выявляются оптимальные перегревы, превышение которых приводит уже не к улучшению, а ухудшению показателей. Эти перегревы увеличиваются с увеличением мощности и рабочей частоты т. м. м. Если перегревы $\tau_{мэ}$ столь высоки, что никаких ограничений практически не накладывают, то этого нельзя сказать о перегревах $\tau_{мg}$ для т. м. м. повышенной частоты и $\tau_{мц}$ — нормальной частоты, особенно если речь идет о случае «дорогих потерь» (5.106) $ц_{\Sigma 2}$. В последних случаях — и особенно при относительно невысокой мощности т. м. м. — величины $\tau_{мц}$, $\tau_{мg}$ могут оказаться очень близкими и даже меньшими, чем широко используемые в практике величины 50 *град*. Однако для наиболее показательных значений $g_{\Sigma 1}$ и $ц_{\Sigma 1}$ (5.100), (5.106) практически во всем диапазоне мощностей осуществляется условие $\tau_{мg}$, $\tau_{мц} > 50$ *град*. Так как для длительного режима работы величина $\tau_м =$ $= 50$ *град* обусловлена обычно теплостойкостью конструкции т. м. м., то эту величину можно считать характерной, как это и принято условиями (7.8).

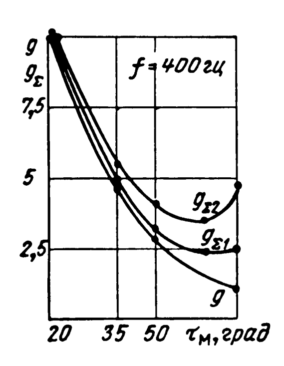


Рис. 11.8. О влиянии перегрева на показатели эффективности ТЕР при $P_2 = \text{const}$ по (11.10) — (11.14).

Таким образом, пока мы не превосходим нормальных величин перегрева, в большинстве случаев для т. м. м. не имеет смысла искусственно снижать потери и повышать к. п. д., уменьшая перегрев. Для наиболее характерных групп т. м. м. возможности дальнейшего повышения перегрева (и улучшения показателей эффективности), связанные с прогрессом электроизоляционной техники, еще в значительной мере не исчерпаны, особенно при повышенной частоте. В этом выявляется еще одно преимущество т. м. м. повышенной частоты — лучшие перспективы в использовании повышенных перегревов и дальнейшего улучшения показателей по сравнению с т. м. м. нормальной частоты

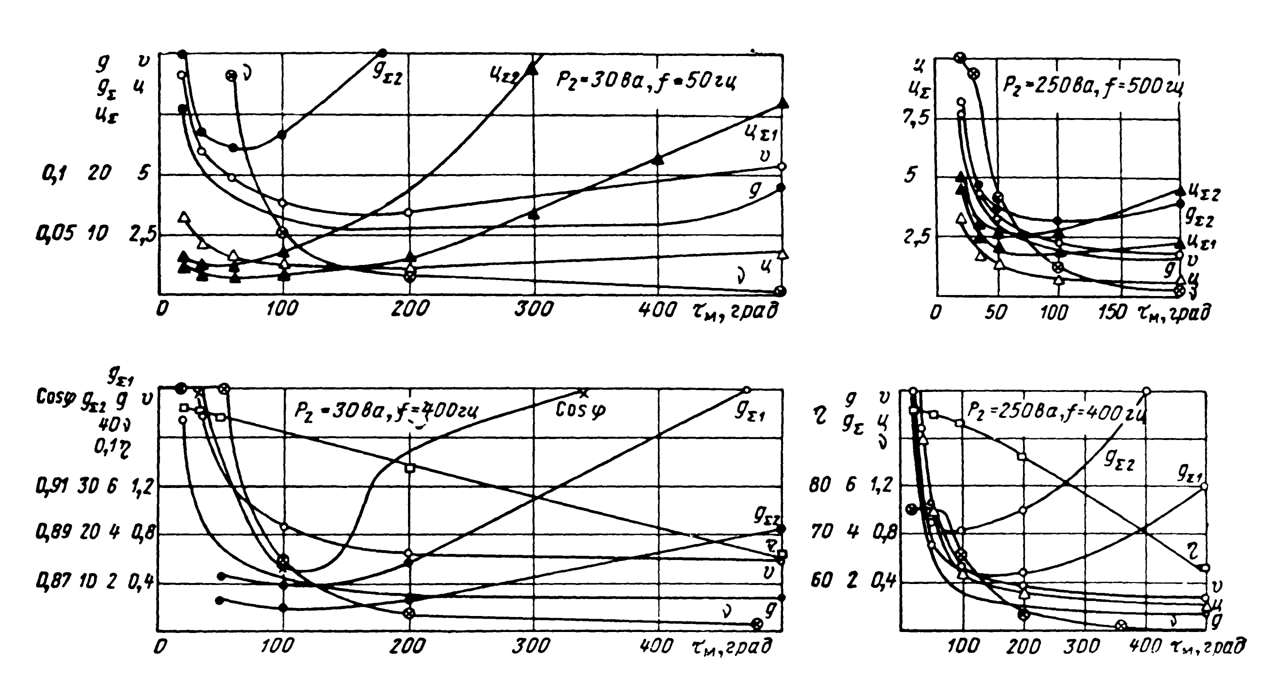


Рис. 11.9. О влиянии перегрева на показатели эффективности СТ по данным ЦВМ.

(см. также § 11.10). Однако, когда речь идет о группах т. м. м., характеризуемых величинами $g_{\Sigma 2}$, $ц_{\Sigma 2}$ (5.100), (5.106), или о высокотемпературных т. м. м. и когда важны показатели g_{Σ} и $ц_{\Sigma}$, разумные границы повышения перегрева следует устанавливать, сообразуясь с выражением (11.19). Иначе вместо кажущегося выигрыша по существу

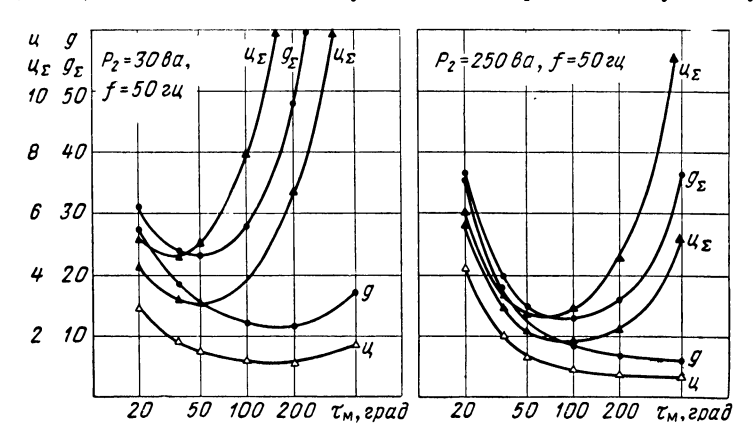


Рис. 11.10. О влиянии перегрева на показатели эффективности ТТ по данным ЦВМ.

получим замаскированный проигрыш. Как видим, введение синтезирующих показателей g_{Σ} и $ц_{\Sigma}$ оказалось принципиально важным для формулирования понятия и определения значений оптимальных перегревов, практически полезных для проектирования оптимальных т. м. м.

Небольшие отступления от оптимальных перегревов еще не приводят к большим потерям, как это видно из рис. 11.7 и 11.8. Наиболее точные результаты дает анализ на ЦВМ. В этом анализе какие-либо аппроксимации и допущения исключались, все величины, зависящие от τ (в том числе коэффициент теплоотдачи α), вводились в табулированном виде как точные значения. Полученные с помощью ЦВМ кривые $э_i$ ($\tau_м$) для СТ нормальной и повышенной частоты разных мощностей приводим на рис. 11.9 и для ТТ, тепловой режим которого несколько специфичен (§ 7.5),— на рис. 11.10.

В заключение укажем, что для зоны обычных, не очень высоких перегревов зависимость показателей $э$ от $\tau_м$ хо-

рошо отражают закономерности (9.57), (9.60), согласно которым при $\sigma_2 \to \infty$, $\theta \to \infty$

$$\text{для ТЕР } \dot{э} \approx 1/\tau, \text{ для ТВР } \dot{э} \approx 1/\sqrt{\tau}. \qquad (11.26)$$

Эти зависимости хорошо подтверждаются опытом. Результаты эксперимента в зоне перегревов до 100 *град* для т. м. м. разной мощности и частоты приведены на рис. 11.11.

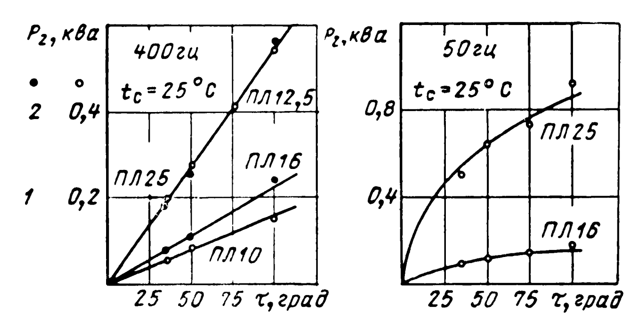


Рис. 11.11. О влиянии перегрева на мощность т. м. м.: ——— теория, ооо . . . — опытные точки.

Для удобства зафиксированы не зависимости $Э$ (τ), а обратные им P_2 (τ).

Резюмируя изложенное, можно считать, что в большинстве случаев при обычной величине перегрева и с точки зрения влияния этого фактора т. м. м. наименьшего веса (наименьшей стоимости) являются одновременно трансформаторами наименьшего действительного веса (наименьшей действительной стоимости). С этих позиций указанные понятия идентичны (что ни в коей мере не относится к самим величинам g и g_Σ; $ц$ и $ц_\Sigma$). Однако при возрастании перегрева или в особых случаях эти понятия существенно расходятся, и оценку следует производить по представленным материалам.

11.5. Оптимальный намагничивающий ток

Оптимальный намагничивающий ток для ТВР. Намагничивающий ток i_0 жестко связан с реализуемой индукцией, и оптимальный ток $i_{0\,опт}$ соответствует оптимальной индукции. Для ТЕР, у которых индукция ограничена условиями

перегрева (9.6) и $B < B_s$, ток i_0 значительно меньше, чем у ТВР, для которых $B = B_s$. Поэтому наиболее показательно рассмотрение этого вопроса для ТВР, причем малых размеров (§ 8.2).

Рассмотрим ток $i_{0r} \approx i_0$, поскольку $i_{0a} \ll i_{0r}$ (§ 8.2). Чтобы найти зависимость i_{0r} от мощности P_2, j_2 в (8.12) заменяем выражением (9.21), после чего базисный размер a берем по (9.56) и получаем для условий, принятых при выводе уравнений (11.10), (11.11),

$$i_{0r} = \frac{m_c \varphi_c}{\omega \tau^{0,6}} \frac{(\gamma B)^{\sigma - 3\psi + 0,13}}{P_2^{0,13}}, \qquad (11.27)$$

где m_c определяется по выражению (11.3), ω — по (11.12), γ, σ, ψ — по (8.11).

Необходимую для вычисления ω величину ν берем по данным § 11.6, а $\mathcal{J}$, в порядке первого приближения, при $i_1 = 1$. Это обеспечивает конечный результат с точностью до долей процента.

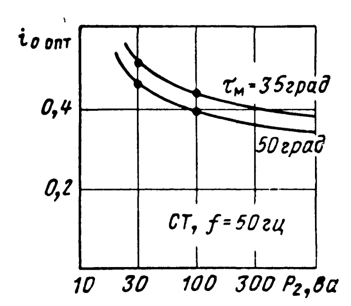


Рис. 11.12. Зависимость оптимального намагничивающего тока от мощности при $\tau = \text{const}$.

Ток i_{0r} при $B = \text{const}$ и идентичных магнитных свойствах сердечника уменьшается с ростом мощности и перегрева и растет при увеличении веса сердечника (φ_c). Для получения оптимального тока $i_{0r\,\text{опт}}$ индукцию B следует положить оптимальной по выводам § 11.2. При типовых разъемных сердечниках получаем зависимости $i_{0r\,\text{опт}} \approx i_{0\,\text{опт}}(P_2)$, представленные на рис. 11.12 при разных $\tau_м$ для СТ наименьшей стоимости (геометрия — для условий рис. 11.6). Для геометрии наименьшего веса изображение φ_c уменьшается и ток $i_{0\,\text{опт}}$ также. Как видно из рисунка, оптимальный ток $i_{0r\,\text{опт}}$ достаточно велик и может принимать значения до 0,4—0,5 и выше. Поэтому принудительное ограничение тока i_0 меньшими значениями нецелесообразно (при данном качестве сердечника). Часто встречающиеся в руководствах и методиках расчета указания о недопущении тока i_0 свыше 0,1—0,2 необоснованны и не

позволяют спроектировать оптимальный т. м. м. Напомним, что поскольку оптимальные индукции установлены для величин g_Σ, $ц_\Sigma$, то при этом уже учтено снижение $\cos\varphi$ из-за увеличения тока i_{0r}.

Так как для ТТ эффективная напряженность поля в среднем по сердечнику меньше, чем при разъемных сердечниках, ток i_0 у них несколько меньше из-за снижения величины m_c в формуле (11.27). На рис. 11.13 приводим результаты эксперимента, иллюстрирующего оптимальные значения тока i_0. Для наглядности приведены кривые $\frac{P_2}{P_{2\,max}}(i_0)$, полученные для нескольких образцов СТ и БТ средней мощности.

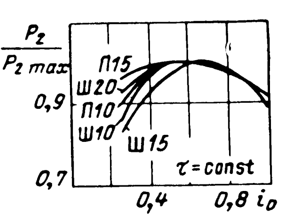


Рис. 11.13. Зависимость между мощностью и намагничивающим током (эксперимент).

Влияние частоты на ток i_0 для ТВР. Так как $B = \text{const}$, то по формуле (11.27) при $P_2 = \text{const}$ роль частоты отражает отношение $m_c/\omega_\tau \doteq \psi_f f^{0,13}$. Вывод несколько неожиданный, но вполне объяснимый и подтверждаемый практикой: *для ТВР постоянной мощности* ток i_0 возрастает с увеличением частоты. Так, при повышении частоты от 50 до 400 *гц* ток i_0 возрастет на 30—40%. Условие $B = \text{const}$ имеет место только для весьма малых т. м. м. повышенной частоты, к которым и следует отнести этот вывод. С переходом в естественный тепловой режим и снижением B ток i_0 у т. м. м. повышенной частоты становится ниже (§ 8.2) в отношении

$$\psi_f f^{0,13} (B/B_s)^{\sigma-3\psi+0,13}, \qquad (11.28)$$

что также следует из выражения (11.27).

По выражению (11.27) можно определить ток i_0 и для ТЕР, если выразить B по формуле (11.13).

Оптимальный намагничивающий ток при условии $u = \text{const}$. Аналогично выражению (11.27) можно получить выражение для тока i_{0r} при условии заданного падения напряжения, если использовать зависимости (8.12), (9.15) и (9.53):

$$i_{0r} = \frac{m_c \varphi_c}{\omega_u u^{0,6}} \frac{(\gamma B)^{\sigma-3\psi-0,2}}{(c_p P_2)^{0,4}}, \qquad (11.29)$$

где ω_u определяется по формуле (11.3).

Ток i_{0r} увеличивается с уменьшением u и P_2, причем сильнее, чем для ТВР. Для прежних условий на рис. 11.14 даны зависимости $i_{0\ \text{опт}}\ (P_2)$ при различных значениях u.

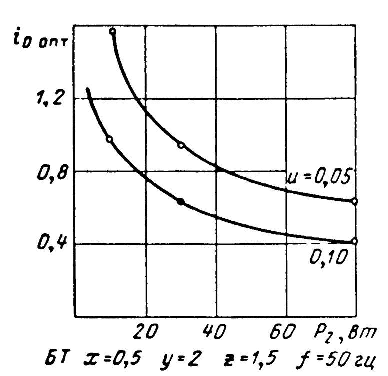


Рис. 11.14. Зависимость оптимального намагничивающего тока от мощности при $u = \text{const}$.

Видим, что оптимальные токи $i_{0\ \text{опт}}$ еще выше, чем для ТВР, и могут даже превосходить единицу. Физически это объясняется практической независимостью от i_{0r} величины u (см. § 8.3), в отличие от величины $\tau_{\text{м}}$. Относительно величины ω_u справедливы замечания, сделанные в части величины ω, входящей в формулу (11.27).

Влияние частоты на ток i_0 при условии $u = \text{const}$ отражает член $m_c/\omega_u \doteq \psi_f\, f^{-0,2}$, т. е. с увеличением частоты при $B = \text{const}$, $u = \text{const}$, $P_2 = \text{const}$ ток $i_0 \approx i_{0r}$ несколько падает.

Составляющая намагничивающего тока i_{0a}. Используя равенства (8.13), (5.20), (8.32), получаем

$$i_{0a} = \frac{\nu}{\nu + 1} \frac{k_{\text{пот}}}{c_p}, \qquad (11.30)$$

где c_p определяется по выражению (9.67) и (9.68).

Выражения в функции мощности для величин ν и $k_{\text{пот}}$ при всех условиях проектирования приведены в § 11.6 и 11.8. Зависимость i_{0a} от размеров т. м. м. обсуждалась в § 8.2.

11.6. Оптимальное соотношение потерь ν

В § 7.6, 9.1, 9.3 было показано, что величина соотношения потерь (5.20) ν играет важную роль и что у ТВР она получается произвольной, вынужденной, а у ТЕР существуют оптимальные значения $\nu_{\text{опт}}$, обеспечивающие наилучшие показатели эффективности т. м. м.

Оптимальное соотношение ν для ТЕР. Значения $\nu = \nu_0$, оптимальные для показателей $э$, были установлены выражениями (9.31), (9.33) и практическими рекоменда-

циями (9.32), (9.34). Рассмотрим более общие условия, учитывая не только показатели *э*, но и синтезирующие показатели $э_\Sigma$ и используя результаты точного анализа. Оптимальные значения ν для показателей *э* обозначим через $\nu_э$, для показателей $э_\Sigma$— через ν_Σ.

По результатам анализа на ЦВМ зависимости $э_i(\nu)$ приведены для характерных случаев БТ и ТТ на рис. 11.15 и 11.16. Выводы следующие. Величины ν_Σ меньше, чем $\nu_э$. Это понятно, так как увеличение ν приводит к увеличению

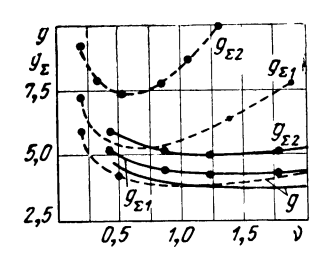


Рис. 11.15. Зависимость удельного веса БТ от соотношения потерь при $P_2 = \text{const}$, $\tau = \text{const}$, $f = 400$ *гц* по данным ЦВМ:
——— $P_2 = 250$ *ва*,
– – – – – $P_2 = 30$ *ва*.

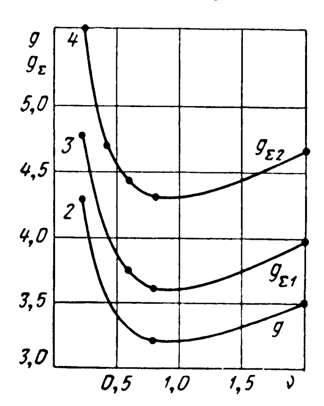


Рис. 11.16. Зависимость удельного веса ТТ от соотношения потерь при $\tau = \text{const}$, $P_2 = 250$ *ва*, $f = 400$ *гц* по данным ЦВМ.

тока i_0, некоторому снижению к. п. д. и, следовательно, росту присоединенного веса $g_{\text{пр}}$. Если исключить весьма малые т. м. м., то значения $\nu_э$ хорошо согласуются с данными (9.31) и (9.33) и в соответствии с теоретическими выводами у трансформаторов с открытым сердечником $\nu_э > 1$, а с закрытым сердечником (ТТ) $\nu_э \leqslant 1$. У малых т. м. м., где допущения, связанные с учетом вторичных факторов, приводили к более заметным отклонениям, значения $\nu_э$ меньше и приближаются к 1.

На основании обработки многочисленных данных, для оптимальной величины $\nu_э$ можно рекомендовать выражение

$$\nu_э = 1 + \frac{Cr_{a\tau} - (25/\tau_{\text{м}})}{Cr_{a\tau}} (\nu_0 - 1), \qquad (11.31)$$

где ν_0 определяется по (9.31), (9.33), $Cr_{a\tau}$ — по (9.65).

Для оптимальной величины ν_Σ при типовых условиях можно рекомендовать выражение

$$\nu_\Sigma = 0{,}5 + \left[\frac{Cr_{a\tau} - (25/\tau_{\text{м}})}{Cr_{a\tau}}\right]^2 (\nu_э - 0{,}5). \qquad (11.32)$$

Значения ν_Σ не сильно отклоняются от 1, причем в зависимости от мощности и типа т. м. м. отклонения возможны в любую сторону. Практически важен тот факт, что оптимальные ν_Σ для весов $g_{\Sigma 1}$ и $g_{\Sigma 2}$ очень близки и что во всех случаях в точке $\nu = 1$ ухудшения показателей g_Σ по сравнению с оптимальными весьма малы и значение $\nu = 1$ для этих показателей можно считать практически оптимальным. Для ТТ это относится и к показателям *э*. Поэтому если учитывать всю совокупность показателей $э_i$ для разных типов т. м. м., то значение $\nu = 1$ можно считать достаточно характерным для общего анализа. Для определения же оптимальных $\nu = \nu_{\text{опт}}$ ($\nu_э$ или ν_Σ) следует пользоваться выражениями (11.31) и (11.32). В общем случае выбор величины $\nu_{\text{опт}}$ должен быть подчинен условию

$$\nu_\Sigma \leqslant \nu_{\text{опт}} \leqslant \nu_э. \qquad (11.33)$$

Если системный вес g_Σ не играет роли, то здесь следует брать крайнее правое значение $\nu_{\text{опт}} = \nu_э$; если этот вес играет решающую роль, следует брать крайнее левое значение $\nu_{\text{опт}} = \nu_\Sigma$; в промежуточных случаях следует брать промежуточные значения.

Учитывая сказанное и вспоминая выражения (9.32) и (9.34), получаем итоговые практические рекомендации: для ТТ

$$\nu_\Sigma \leqslant \nu_{\text{опт}} \leqslant 1, \qquad \nu_{\text{опт}} \approx \nu_0, \qquad (11.34)$$

для других типов т. м. м.

$$1 \leqslant \nu_{\text{опт}} \leqslant \nu_э, \qquad \nu_{\text{опт}} \approx \nu_0,$$

где $\nu_э$, ν_Σ определяются по формулам (11.31), (11.32), ν_0 — по (9.31), (9.33).

Соотношение ν для ТВР. Оно вынужденно неоптимально, но также представляет интерес, поскольку фигурирует во многих выражениях. Наряду с точными методами определения **ν** по выражениям (9.35) и (9.43) предложим также

удобную для практических целей упрощенную формулу, полученную после ряда преобразований:

$$\nu_{ТВР} = 1{,}2 \frac{p_1 B^2 \sqrt{P_2}}{100\,(\tau_м/50)^2} \frac{\varphi_с}{\varphi_к}\,. \tag{11.35}$$

Экспериментальные данные. Некоторые опытные данные о величинах ν и их роли для ТЕР и ТВР приводим на

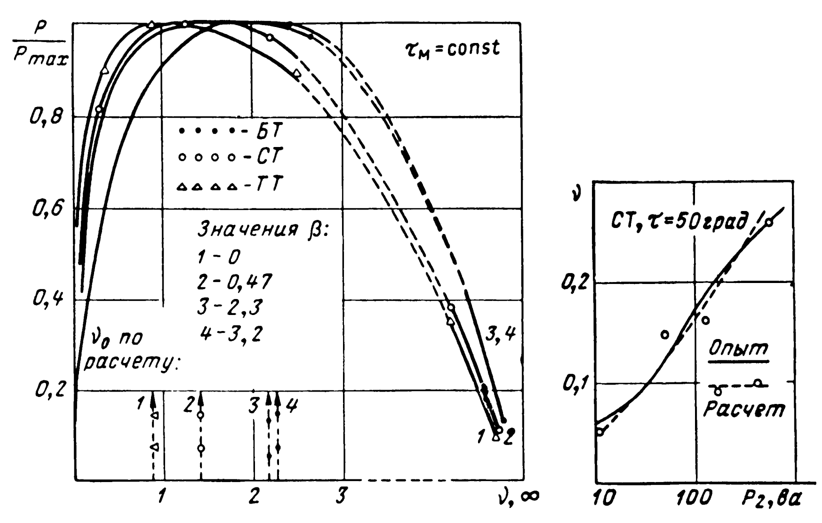


Рис. 11.17. Сравнение опытных и расчетных значений ν_0 для ТЕР.

Рис. 11.18. Сравнение опытных и расчетных значений ν для ТВР.

рис. 11.17, 11.18 для т. м. м. разных типов, мощности и разной геометрии. Там же показано сравнение результатов с расчетными.

11.7. Оптимальная плотность тока

Согласно выражению (5.66) $j_1 = j_2/\varepsilon$, поэтому достаточно найти выражения для величины j_2. При необходимости определим среднеквадратичную плотность тока:

$$j = \sqrt{j_1 j_2} = j_2/\sqrt{\varepsilon} = j_1\sqrt{\varepsilon}. \tag{11.36}$$

Выражения для j_2 различны для разных условий проектирования и могут быть получены на основе проведенного анализа.

Плотность тока при условии $u = \text{const}$. Подставляя в уравнение (9.15) размер a по (9.53), получаем

$$j_2 = \sqrt[5]{u^4 P_2 \frac{k_1^3 B^3}{k_{\text{ок}} \rho^4 (1+\varepsilon_u)(1-u)[1+\varepsilon_u(1-u)]^3}} \Phi_{ju}, \qquad (11.37)$$

где по условию (8.47) обычно $\varepsilon_u = 1$, k_1 находятся по (9.51), Φ_{ju} определяется геометрическими соотношениями:

$$\Phi_{ju} = (\varphi_{\text{ок}} \varphi_{w2} \Phi_a^3)^{-0,5} = \sqrt[5]{\frac{\varphi_s^3}{\varphi_{\text{ок}} \varphi_{w2}^4 (1+\varepsilon i_1)^{1,5}}}, \qquad (11.38)$$

причем Φ_a известно из формулы (9.55), εi_1 — из (8.37).

Оптимальная плотность тока j_2 увеличивается с ростом заданной величины u, мощности и частоты (ибо $k_1 \doteq f$). Подчеркиваем, что зависимость от мощности носит принципиально иной характер, чем при условии $\tau = \text{const}$ (см. ниже). Геометрический фактор Φ_{ju} различен для разных типов т. м. м., и плотности тока у них при $P_2 = \text{const}$, $u = \text{const}$ различны. Кривые j_2 в функции мощности для разных типов т. м. м. с медными обмотками оптимальной (компромиссной) геометрии построены для случая полного заполнения окна при $B = B_s$, $k_{\text{ок}} = 0{,}18 \div 0{,}22$ (в зависимости от типа) на рис. 14.4. Видно, что максимальную плотность тока допускает БТ, затем СТ. По формуле (11.37) j_2 легко рассчитать при любых заданных условиях. При неполном заполнении окна величины j_2 возрастают (см. гл. 12).

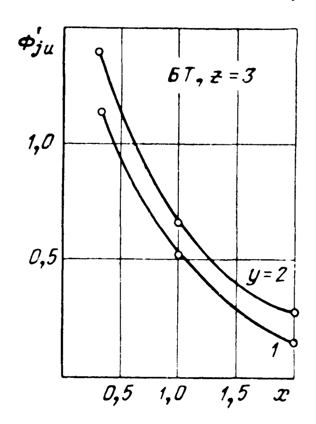


Рис. 11.19. О влиянии геометрии т. м. м. на допустимую плотность тока при условии $u = \text{const}$, $P_2 = \text{const}$.

Подчеркнем принципиальную зависимость плотности тока от геометрии т. м. м. На рис. 11.19 приведены в произвольном масштабе кривые $\Phi'_{ju} \doteq \Phi_{ju} \doteq j_2$ в функции параметра геометрии x для *БТ* при $u = \text{const}$ и $P_2 = \text{const}$.

Рисунок показывает, сколь существенно влияет геометрия на величину j_2.

, Часто интересно найти j_2 не для заданной мощности, а для заданных размеров т. м. м. Тогда, подставляя в формулу (9.15) P_2 по (9.16), находим

$$j_2 = u\frac{k_1 B}{\rho}\frac{\varphi_s}{\varphi_{w2}\left[1+\varepsilon_u(1-u)\right]\sqrt{1+\varepsilon i_1}}a. \qquad (11.39)$$

Интересно, что в этих условиях величины j_2, j совершенно не зависят от $k_{\text{ок}}$ и высоты окна h и растут прямо пропорционально линейному размеру и частоте.

Коснемся теперь зависимости j от материала проводников. При переходе от меди (удельное сопротивление $\rho_{\text{м}}$) к алюминию ($\rho_{\text{а}}$) для данного типоразмера т. м. м. (a = const, φ_i = const) плотность тока меняется по соотношению $j_{\text{а}} = j_{\text{м}}\rho_{\text{м}}/\rho_{\text{а}}$. Так как $\rho_{\text{а}}/\rho_{\text{м}} = 1{,}61$, то

$$j_a = 0{,}62 j_{\text{м}}. \qquad (11.40)$$

При условии P_2 = const из выражения (11.37) получаем

$$j_{\text{а}} = j_{\text{м}}\sqrt[5]{\frac{k_{\text{м}}\rho_{\text{м}}^4}{k_{\text{а}}\rho_{\text{а}}^4}}, \qquad (11.41)$$

где $k_{\text{м}}$, $k_{\text{а}}$— значения $k_{\text{ок}}$ при медных и алюминиевых обмотках. Сохраняя конструкцию обмоток ($k_{\text{а}} = k_{\text{м}}$), получаем $j_{\text{а}} = 0{,}7\ j_{\text{м}}$. Если же алюминий используется в виде фольги с увеличением $k_{\text{а}}$ относительно $k_{\text{м}}$, то при типовом значении $k_{\text{а}}/k_{\text{м}} = 2$ $j_{\text{а}} = 0{,}4\ j_{\text{м}}$. Как видим, при переходе к алюминию в этом случае необходимо снижать плотность тока более чем в 2 раза.

Плотность тока при условии τ = const. При заданных размерах т. м. м. j_2 можно найти непосредственно по (9.21), выражая α по (7.12):

$$j_2 = \sqrt{\frac{m_{\text{т}}\alpha_{\tau h0}}{k_{\text{ок}}\rho}\frac{1+\varepsilon i_1}{1+\varepsilon_p}\frac{\varphi_{zГ0}Б}{\varphi_{\text{ок}}\varphi_{w2}}\frac{\tau_{\text{м}}^{(1+\sigma_2)/\sigma_2}}{1+\nu}\frac{1}{a^{(\theta-1)/\theta}}}, \qquad (11.42)$$

где для ТЕР $\nu = \nu_{\text{опт}}$ по условию (11.34), для ТВР ν — по (9.35) или (9.43). При прочих равных данных j_2, j уменьшаются обратно пропорционально корню квадратному из линейного размера. Напомним, что при условии u = const эта зависимость носила принципиально обратный харак-

тер. Для перехода к заданной мощности в формуле (9.21) необходимо исключить a.

Плотность тока для ТЕР. Выражая a по формуле (9.59) и совместно решая получаемые уравнения, находим

$$j_2 = \sqrt{\left[\frac{(\alpha_0' m_т \tau_м^{(1+\sigma_2)/\sigma_2})^{4\theta}}{(c_p P_2)^{\theta+1}} \left(\frac{k_1}{\sqrt{n_c}}\right)^{\theta+1}\right]^{1/(3\theta-1)} \times \frac{1}{k_{ок}^{(5\theta-3)/(6\theta-2)} \rho^{(7\theta-1)/(6\theta-2)}}}\, \Phi_{j\tau e}. \tag{11.43}$$

Здесь k_1, n_c определяются по выражениям (9.51), (5.26), c_p — по (9.68), ρ — по (5.37), θ, σ_2 — по (7.12), определяемый геометрическими соотношениями и выбранным режимом ν фактор

$$\Phi_{j\tau e} = \sqrt{\left[\nu^{(\theta+1)/2} \left(\frac{Б}{1+\nu}\right)^{4\theta} \left(\frac{\varphi_1}{\mathcal{J} \sqrt{\varphi_c}}\right)^{\theta+1} \varphi_{zГ0}^{4\theta}\right]^{1/(3\theta-1)} \times \frac{1+\varepsilon i_1}{(1+\varepsilon_p)\, \varphi_{ок} \varphi_{w2}}}, \tag{11.44}$$

где $\varphi_{zГ0}$, φ_1, $\mathcal{J}$ определяются по формулам (9.51), (9.52), ν — по (11.34), i_1 — по (5.14) и (11.27), ε_p — по (8.41), $\varepsilon = \varepsilon_0$ — по (8.39).

На рис. 14.5, помещенном в § 14.4, построены для случая полного заполнения окна зависимости j_2 от P_2 при $\tau_м = \mathrm{const}$ для разных типов т. м. м. с медными обмотками оптимальной геометрии при $f = 400$ *гц*, $k_{ок} = 0{,}27 \div 0{,}33$. Остальные условия типовые. Видно, что наибольшую плотность тока допускает СТ, затем ТТ и ЗТ, БТ и наименьшую — 1СТ. При неполном заполнении окна величины j_2 возрастают (см. гл. 12).

Из выражения (11.43) и рис. 14.5 следует, что плотность тока уменьшается с ростом мощности в примерном соотношении $j \doteq 1/\sqrt[4]{P_2}$, а при $P_2 = \mathrm{const}$ растет с увеличением допустимого перегрева $(j \doteq \sqrt{\tau_м})$, частоты $(j \doteq \sqrt[4]{f})$ и падает с увеличением $k_{ок}$ $(j \approx 1/\sqrt{k_{ок}})$. Эти зависимости понятны. Влияние мощности и частоты физически объясняется изменением размеров, поскольку по выражению (9.21) $j \doteq 1/\sqrt{a}$ и поскольку с увеличением

частоты при $P_2 = \text{const}$ размеры т. м. м. уменьшаются (см. ниже § 11.10).

При условии $\tau = \text{const}$ также подчеркнем сильную зависимость j от геометрии т. м. м. На рис. 11.20 в функции параметра x отложена величина $\Phi'_{j\tau}$, пропорциональная $\Phi_{j\tau}$ (масштаб произвольный). Видно, что зависимость от геометрии величины $\Phi_{j\tau}$, а значит и j, очень велика.

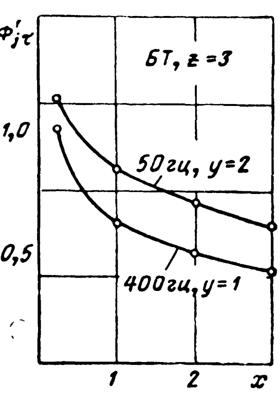


Рис. 11.20. О влиянии геометрии т. м. м. на допустимую плотность тока при условии $\tau = \text{const}$, $P_2 = \text{const}$.

Переход к алюминиевым обмоткам при условии $a = \text{const}$ приводит к уменьшению j по соотношению

$$j_{\text{а}} = j_{\text{м}} \sqrt{\frac{\rho_{\text{м}}}{\rho_{\text{а}}} \frac{k_{\text{м}}}{k_{\text{а}}}}. \qquad (11.45)$$

При $k_{\text{м}} = k_{\text{а}}$ это дает $j_{\text{а}} = 0{,}8\, j_{\text{м}}$, при $\frac{k_{\text{а}}}{k_{\text{м}}} = 2$ $j_{\text{а}} = 0{,}56\, j_{\text{м}}$. При условии $P_2 = \text{const}$ эти соотношения практически сохраняются. Таким образом, при $P_2 = \text{const}$ снижение j при переходе на алюминиевые обмотки и условии $\tau = \text{const}$ меньше, чем при условии $u = \text{const}$. При $a = \text{const}$ и $k_{\text{а}}/k_{\text{м}} = 2$ снижение j практически такое же.

Плотность тока для ТВР. Решая совместно уравнения (11.42), (9.56), (9.23), (9.21), получаем

$$j_2 = \sqrt{\left[\left(\frac{k_1 B}{c_p P_2}\right)^{2\theta} \frac{(\alpha_0 m'_{\text{т}} \tau_{\text{м}}^{(1+\sigma_2)/\sigma_2})^{8\theta-1}}{k_{\text{ок}}^{6\theta-1} \rho^{8\theta-1}}\right]^{1(7\theta-1)}} \Phi_{j\tau B}, \qquad (11.46)$$

$$\Phi_{j\tau B} = \sqrt{\left[\left(\frac{Б}{1+\nu}\right)^{8\theta-1} \left(\frac{\varphi_s}{\mathcal{J}}\right)^{2\theta}\right]^{1/(7\theta-1)} \frac{1+\varepsilon i_1}{1+\varepsilon_p} \times \left(\frac{\varphi_{zГ0}}{\varphi_{w2}}\right)^{(8\theta-1)/(7\theta-1)} \frac{1}{\varphi_{\text{ок}}^{(6\theta-1)/(7\theta-1)}}}, \qquad (11.47)$$

c_p определяется по выражениям (9.68), (9.71), $\nu = \nu_{\text{ТВР}}$ — по (11.35), а остальные величины — как выше.

Видно, что принципиально зависимости для j_2, j у ТВР те же, что у ТЕР. Это относится и к сравнению случаев медных и алюминиевых обмоток по выражению (11.45).

На рис. 14.5, помещенном в § 14.4, построены зависимости j_2 от P_2 при $f = 50$ *гц*. Условия и замечания те же, что выше. Соотношения j для т м. м. разных типов видны из рисунка. Сравнивая кривые на рис. 14.5 при $f = 50$ *гц* и $f = 400$ *гц*, видим, что величины j_2 при повышенной частоте и условии $P_2 = \text{const}$ больше, чем при нормальной частоте.

Заключительные замечания. Полученные выводы показывают принципиальную, значительную зависимость j, а для ТЕР — и B от мощности т. м. м. Это отражает специфику т. м. м. и подтверждает сформулированную ранее необходимость проведения обобщенного теоретического анализа при функционально выраженных величинах электромагнитных нагрузок и недопустимость, в отличие от случая мощных трансформаторов, принятия $j = \text{const}$, $B = \text{const}$. (Заметим, что у последних с ростом мощности величина j может выбираться даже несколько большей — прямо противоположно тому, что имеет место для т. м. м.) Если у мощных трансформаторов абсолютные значения и соотношения величин j и B определяются энергетически-экономическими соображениями с косвенной проверкой по тепловому режиму, то, как следует из предыдущего рассмотрения, ограничение потерь и величин j и B по тем же соображениям у т. м. м. может наступить лишь в особых случаях (высокотемпературные трансформаторы и т. д.). Как правило, j и B определяются условиями нагрева или падения напряжения. То же относится к соотношениям потерь ν.

Специфика т. м. м. дает себя знать и дальше — даже при одинаковой мощности величины j существенно отличаются для разных типов т. м. м. Наконец, более того, для одного и того же типа т. м. м. при одной и той же мощности величины j (и B для ТЕР) очень сильно зависят от геометрии трансформатора (рис. 11.19, 11.20). При всех перечисленных условиях допустимые значения j (и B для ТЕР) могут меняться в несколько раз. Не считаться с такими изменениями невозможно. Тем не менее во многих работах по т. м. м. до сих пор используются условия $j = \text{const}$, $B = \text{const}$, что, хотя и резко упрощает задачу анализа, не может, естественно, привести к достоверным результа-

там. Практические рекомендации по величинам j и B также должны даваться только в связи с величиной мощности, типом и конкретной геометрией т. м. м. В противном случае рациональное проектирование т. м. м. невозможно. Однако такие отвлеченные рекомендации часто встречаются в литературе.

Сопоставление зависимостей $j(P_2)$ по рис. 14.4 и 14.5 для условий $u = \text{const}$ и $\tau = \text{const}$, имеющих обратный характер, может служить одним из способов разграничения зон проектирования т. м. м., как это разъяснено в § 5.5. По этим принципиальным зависимостям и построен рис. 5.10 в § 5.5.

Выражения (11.37), (11.43), (11.46) для инженерных приложений можно существенно упростить, опустив ряд вторичных факторов и зависимостей. Это сделано ниже, в главе, посвященной расчету т. м. м. (§ 14.4).

11.8. Энергетические показатели

Выше показано, что при обычных условиях величины к. п. д. и $\cos\varphi$ у т. м. м. не играют решающей роли и искусственное ограничение потерь и намагничивающего тока не имеет смысла. Однако они остаются важными характеристиками, а в определенных условиях могут приобретать первостепенное значение.

Можно говорить об оптимальных значениях к. п. д. и $\cos\varphi$, при которых достигается минимум синтезирующих показателей $э_\Sigma$. При обычных величинах $\tau_м$ и u, которые лежат ниже теоретических оптимумов (§ 11.3, 11.4), получаемые значения к. п. д. и $\cos\varphi$ оказываются вынужденно выше оптимальных. С повышением $\tau_м$ для $\cos\varphi$ это положение усугубляется, а для к. п. д. теряет силу. В случае важности величин $э_\Sigma$ границы разумного повышения перегрева определяет по существу величина к. п. д. (§ 11.4).

Дадим обобщенные выражения для к. п. д. и $\cos\varphi$ в функции мощности т. м. м. и других заданных условий проектирования.

Величина $\cos\varphi$. Очевидно,

$$\cos\varphi = \frac{1+i_{0a}}{\sqrt{(1+i_{0a})^2+i_{0r}^2}} = \frac{1+i_{0a}}{i_1}. \qquad (11.48)$$

Основное влияние на величину $\cos\varphi$ оказывает ток i_{0r}; с достаточной точностью

$$\cos\varphi = \frac{1}{\sqrt{1+i_{0r}^2}} . \tag{11.49}$$

При заданных P_2 и $\tau_м$ или u ток i_{0r} берем по выражению (11.27) или (11.29), а ток i_{0a} — по (11.30).

Величина к. п. д. Очевидно,

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + \sum p} = \frac{1}{1+k_{пот}} , \tag{11.50}$$

где $k_{пот}$ определяется по (5.20), Σ_p и P_2 выражаются различно для разных условий проектирования по табл. 9.1, причем размер a берется по формулам (9.53), (9.56) или (9.59).

При заданном падении напряжения, опуская за малостью ток i_{0a}, получаем

$$k_{пот} = u\frac{1+\varepsilon_u i_1^2}{(1-u)(1+\varepsilon_u)} + \frac{n_c B^{0,8}}{u^{0,6}P_2^{0,4}}\left(\frac{\rho}{k_1^2 k_{ок}}\right)^{0,6}\left[\frac{\{1+\varepsilon_u(1-u)\}^2}{(1-u)(1+\varepsilon_u)}\right]^{0,6}\Phi_{\eta u}, \tag{11.51}$$

где геометрический фактор $\Phi_{\eta u} = \varphi_c \Phi_a^3$, Φ_a определяется по формуле (9.55), ε_u — по (8.45), (8.47).

С ростом P_2 вторая составляющая члена $k_{пот}$, вызванная потерями p_c, падает и η несколько растет. Однако при $u = \text{const}$ этот рост не велик.

При заданном перегреве по формуле (9.5) с учетом (7.12), (9.51) и (9.52) находим

$$\sum p = m_т \alpha_0' \tau_м^{1+\sigma_2} Б \varphi_{zГ0} a^{2-(1/\theta)} \tag{11.52}$$

и окончательно:

для ТВР

$$k_{пот} = \left[\frac{(m_т \alpha_0' \tau_м^{(1+\sigma_2)/\sigma_2})^{5\theta+1}}{(c_p P_2)^{3\theta+3}}\right]^{1/(7\theta-1)} \times \left(\frac{1}{k_1 B}\sqrt{\frac{\rho}{k_{ок}}}\right)^{(4\theta-4)/(7\theta-1)} \Phi_{\eta тв}, \tag{11.53}$$

$$\Phi_{\eta тв} = (Б\varphi_{zГ0})^{(5\theta+1)/(7\theta-1)}\left(\frac{\mathcal{J}}{\varphi_s}\sqrt{\frac{\varphi_{w2}}{\varphi_{ок}}}\right)^{(4\theta-4)/(7\theta-1)}, \tag{11.54}$$

где ν определяется по (11.35);

для ТЕР

$$k_{\text{пот}} = \left(\frac{m_{\text{т}}\alpha_0'\tau_{\text{м}}^{(1+\sigma_2)/\sigma_2}}{c_p P_2}\right)^{\theta/(3\theta-1)} \left(\frac{\rho n_c}{k_1^2 k_{\text{ок}}}\right)^{(2\theta-1)/(6\theta-2)} \Phi_{\eta\tau e}, \tag{11.55}$$

$$\Phi_{\eta\tau e} = (Б\varphi_{zГ0})^{\theta/(3\theta-1)} \left[\frac{1+\nu}{\sqrt{\nu}} \mathcal{J} \frac{\sqrt{\varphi_c}}{\varphi_1}\right]^{(2\theta-1)/(3\theta-1)}, \tag{11.56}$$

где ν определяется по (11.34).

Ток i_1 в составе члена $\mathcal{J}$ берется по выражениям (5.14) и (11.27). Видим, что к. п. д. растет с ростом P_2 и падает

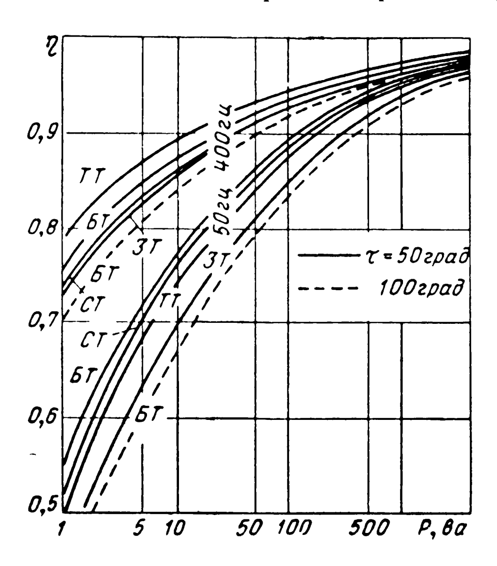


Рис. 11.21. Зависимость к. п. д. разных типов т. м. м. от мощности.

с ростом $\tau_{\text{м}}$, причем обе эти зависимости для ТВР сильнее, чем для ТЕР. При равной мощности к. п. д. растет с повышением f и зависит также от геометрии т. м. м. и соотношения ν. Среди оптимальных ТЕР согласно выражениям (11.50), (11.55) максимальный к. п. д. имеет ТТ, затем следуют БТ, СТ, ЗТ. Для ТВР эти соотношения сохраняются, но преимущества ТТ сглаживаются.

Кривые η (P), рассчитанные по найденным выражениям без учета вторичных факторов, приводим для всех типов т. м. м. на рис. 11.21.

Теоретически интересен вопрос о зависимости к. п. д. у ТЕР от соотношения потерь ν. Известно, что для данного трансформатора максимальный к. п. д. имеет место при $\nu = \nu_\eta = 1$. Однако, как показывает анализ выражения (11.56),

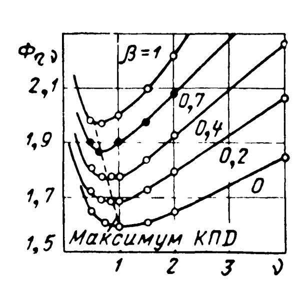


Рис. 11.22. К определению условия максимума к. п. д. при $\tau = \text{const}$, $P_2 = \text{const}$.

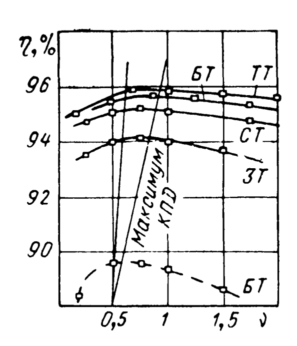


Рис. 11.23. Зависимость к. п. д. от соотношения потерь для ТЕР при $\tau = \text{const}$, $P_2 = \text{const}$, $f = 400$ *гц* по данным ЦВМ: —— $P_2=250$ *ва*, – – – $P_2=30$ *ва*.

при заданных мощности и перегреве это классическое условие теряет силу и $\nu_\eta \neq 1$. На рис. 11.22 приводим в первом приближении в произвольном масштабе при разных β зависимости от ν для члена $\Phi_{\eta\nu}$, пропорционального величине к. п. д. при постоянстве всех прочих величин. Отчетливо видно, что минимумы члена $\Phi_{\eta\nu}$, соответствующие максимуму к. п. д., сдвигаются влево от 1, т. е. в оговоренных условиях $\nu_\eta < 1$. Непосредственные кривые $\eta(\nu)$, вычисленные точно на ЦВМ, приведены на рис. 11.23. Вывод тот же.

11.9. Роль мощности. Законы роста для т. м. м.

Зависимость удельных показателей эффективности от абсолютной величины мощности. Согласно закономерностям (9.54), (9.57), (9.60) показатели *э* зависят от абсолютной величины мощности P, но при разных условиях по-разному. Опуская вторичные факторы и полагая, в частности,

$\sigma_2 = \infty$, $\theta = \infty$, находим зависимости:

$$\left.\begin{aligned} &\textit{при условии } u = \text{const} \\ &\qquad э \doteq 1/P^{2/5}, \\ &\textit{при условии } \tau = \text{const} \\ &\qquad \text{для ТВР} \quad э \doteq 1/P^{1/7}, \\ &\qquad \text{для ТЕР} \quad э = \text{const}. \end{aligned}\right\} \tag{11.57}$$

Или:

$$\left.\begin{aligned} &\textit{при условии } u = \text{const} \\ &\qquad Э \doteq P^{3/5}, \\ &\textit{при условии } \tau = \text{const} \\ &\text{для ТВР} \quad Э \doteq P^{6/7}, \\ &\text{для ТЕР} \quad Э \doteq P. \end{aligned}\right\} \tag{11.58}$$

Как известно [66, 204], классические законы роста для мощных трансформаторов устанавливают, что мощность растет быстрее, чем вес и объем конструкции, по соотношению

$$Э \doteq P^{3/4}. \tag{11.59}$$

Сравнивая выражения (11.58), (11.59), видим, что законы роста для т. м. м. существенно отличаются от

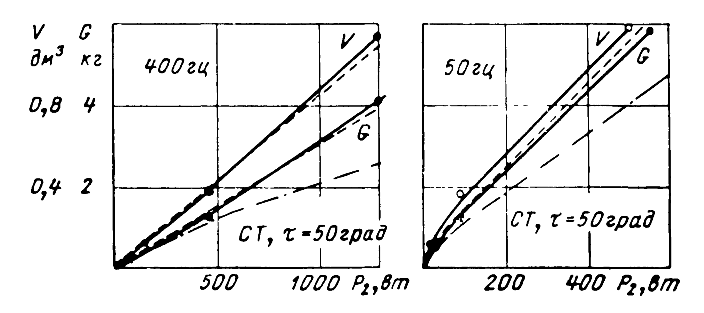


Рис. 11.24. Иллюстрация законов роста т. м. м.: ——— опыт, — — — полученные данные, — . — классическая теория.

классических: при u = const возрастание $Э$ с увеличением мощности идет значительно медленнее, а при τ = const, наоборот, быстрее, причем у ТЕР это убыстрение особенно

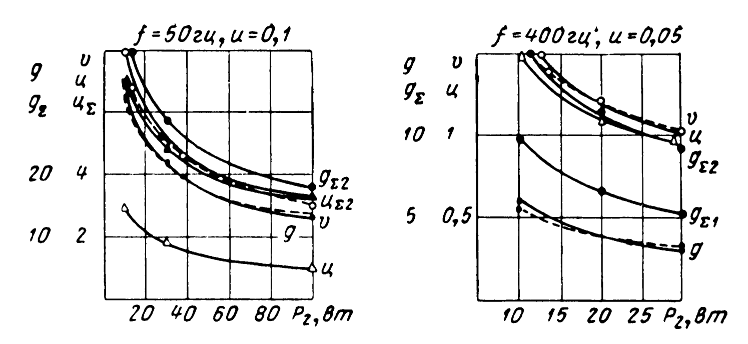


Рис. 11.25. Зависимость показателей эффективности БТ от мощности при условии $u = \text{const}$:
——— ЦВМ, — — — теория.

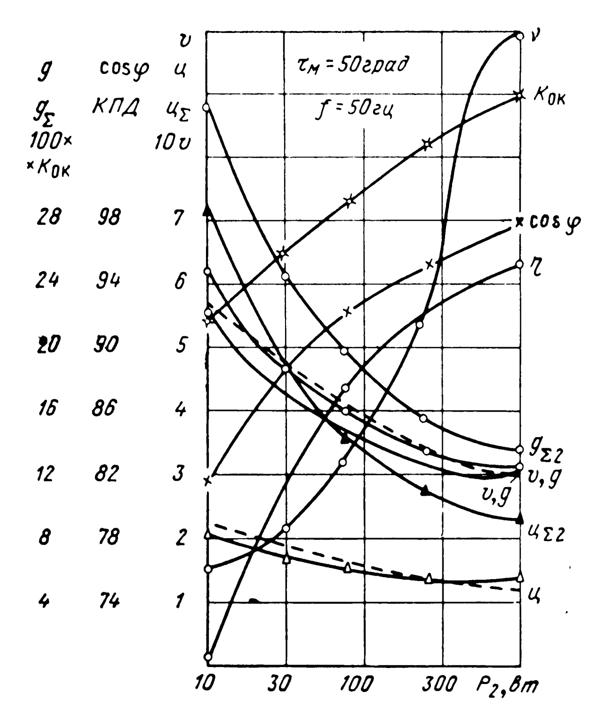


Рис. 11.26. Зависимость показателей эффективности БТ от мощности при условии $\tau_м = \text{const}$:
——— ЦВМ, — — — — теория.

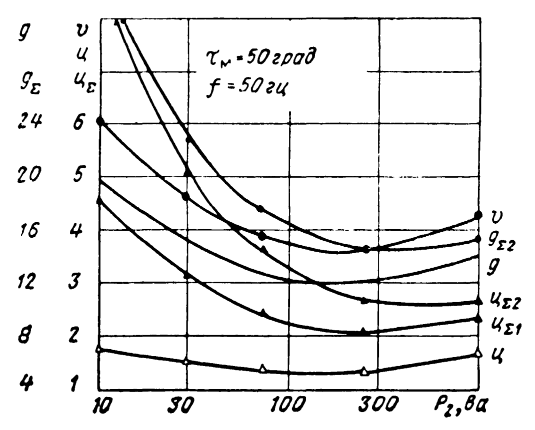


Рис. 11.27. Зависимость показателей эффективности ТТ от мощности при условии $\tau_м = \mathrm{const}$ по данным ЦВМ.

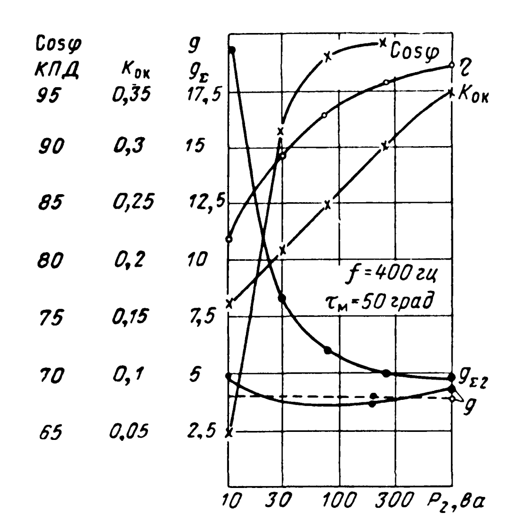


Рис. 11.28. Зависимость показателей эффективности БТ от мощности при условии $\tau_м = \mathrm{const}$:
——— ЦВМ, — — — теория.

велико. На рис. 11.24 для сравнения нанесены кривые $Э(P)$ по выражениям (11.58) и (11.59) при условии $\tau = \text{const}$, а также соответствующие экспериментальные кривые. Эти данные иллюстрируют, что обычные законы роста уступают для т. м. м. место зависимостям (11.58), (11.57).

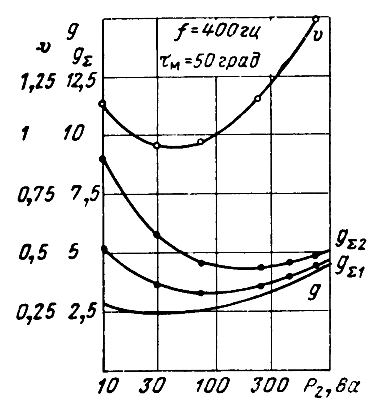


Рис. 11.29. Зависимость показателей эффективности ТТ от мощности при условии $\tau_м = \text{const}$ по данным ЦВМ.

Вопрос был изучен также с помощью анализа на ЦВМ. Учитывались все факторы, отсеянные при выводе условий (11.57): изменение при изменении мощности величин $k_{ок}$, i_{0a}, i_{0r}, к. п. д., мощности P_2, а не P. Результаты, подтверждая установленные принципиальные тенденции, вносят в то же время интересные уточнения при условии $\tau = \text{const}$ для зоны больших значений P_2. Полученные кривые $э_i(P_2)$ приведены для различных частот и условий $u = \text{const}$ и $\tau = \text{const}$ на рис. 11.25—11.29 для БТ и ТТ. Там же для сопоставления пунктиром нанесены приближенные зависимости (11.57).

При условии $\tau = \text{const}$ с приближением к некоторым предельным значениям мощности $P_2 = P_{2э}$ улучшение (снижение) показателей $э_i$ начинает сдерживаться, а далее наблюдается возрастание, т. е. ухудшение, показателей $э_i$, особенно явственное у ТТ и наступающее быстрее при повышенной частоте, чем при нормальной. Сказанное в меньшей степени относится к показателям $э_\Sigma$, чем к $э$.

Физически подобные явления находят свое объяснение: с увеличением P_2 (размеров) улучшение величин $k_{ок}$, η, i_0, c_p становится все менее эффективным, в то время как снижение α планомерно продолжается, а отрицательное влияние внутреннего перепада температур прогрессирует (рост $Г$). Влияние двух последних факторов согласно сказанному в § 7.5, 7.6 и зависимостям (9.23), (9.27), (9.57), (9.60) для ТЕР значительнее, чем для ТВР (что при большой мощности идентично понятиям повышенная и нормальная частота), а для ТТ наиболее существенно. Более

благоприятная картина для показателей $э_\Sigma$ объясняется ростом к. п. д. вместе с мощностью (§ 11.8).

Практические выводы. Полученные зависимости позволяют сделать важные для практики выводы. Ввиду резкого ухудшения показателей $э$ с уменьшением мощности у т. м. м. при условии $u = \mathrm{const}$ крайне нежелательно дробление таких т. м. м. на мелкие единицы. Необходимо распределять трансформаторную мощность на возможно меньшее число автономных т. м. м. Например, три т. м. м. превысят один т. м. м. тройной мощности более чем в 1,5 раза по весу и объему (на 55%). Подобный эффект проявляется в зоне мощностей $P_2 < P_{2э}$ и у ТВР, но значительно слабее. Так, в том же примере проигрыш составит уже около 17%. И по существу, не зависят от степени дробления мощности результаты для ТЕР, где решающими будут конкретные условия размещения трансформаторов того или иного варианта в аппаратуре.

Выполнение же в одной единице ТЕР и ТВР большой мощности ($P_2 > P_{2э}$) не дает преимуществ по сравнению с распределением той же мощности более мелкими квотами и может привести даже к ухудшению итоговых весовых и габаритных характеристик, что особенно касается т. м. м. повышенной частоты и ТТ. С позиций мощного трансформаторостроения подобное проявление законов роста является аномальным. Мощности, лежащие в зоне $P_2 \approx P_{2э}$, можно отнести к своеобразным оптимумам. В аномальных законах роста сказывается одна из специфических особенностей т. м. м. повышенной частоты.

Полученные выводы понадобятся также для сравнения однофазных и трехфазных т. м. м. Некоторые коррективы к изложенному может внести учет чисто конструктивных элементов, относительный вес которых обычно падает при увеличении мощности.

О понятии трансформатора малой мощности. В заключение коснемся категории «мощность» при формулировании понятия «т. м. м.». Когда с ростом мощности наступит тот предел, за которым т. м. м. «вырастает» уже в обычный мощный трансформатор? Из проведенного в гл. 8—11 анализа очевидно, что такой конкретный предел установлен быть не может. Все решает сочетание условий проектирования трансформатора, обусловливающее сочетание его параметров, один из них или группа которых могут оказаться специфичными и свойственными т. м. м. Вполне

можно себе представить, что трансформатор одной и той же мощности в одних условиях может рассматриваться как тяготеющий к категории мощных (в их низших разрядах), в других — к т. м. м.

Одним из отличительных признаков (но только одним!) может быть названа величина $u_{кх}$. В § 8.3 показано, что эта величина очень мала у т. м. м. и растет с ростом мощности. Можно сказать, что, когда $u_{кх}$ достигнет значений, нормируемых в мощном трансформаторостроении, трансформатор переступает качественную границу и покидает когорту т. м. м. Однако исчерпывающий ответ на вопрос во всех его аспектах синтезируется из всех положений и особенностей, которые рассматриваются в различных разделах книги.

11.10. Роль частоты питания

Влияние частоты на показатели эффективности. Частота питания оказывает глубокое влияние на многие характеристики трансформатора. При рассмотрении каждого вопроса в § 8.1—8.3 и гл. 10, 11 показано, как в данном случае проявляет себя рабочая частота т. м. м. Осталось рассмотреть итоговый вопрос — как влияет частота на конечные показатели, показатели эффективности т. м. м? Это можно сделать на основании обобщенных закономерностей (9.54), (9.57), (9.60) при условии неизменности всех членов, кроме частоты (если пренебречь вторичными факторами и принять $\sigma_2 = \infty$, $\theta = \infty$). Частота входит в эти выражения в составе величин k_1, p_1, которые и должны быть раскрыты согласно формулам (9.51), (3.4), (3.5).

Т. м. м. при заданном падении напряжения. Получаем выражение

$$э \doteq 1/f^{1,2}, \qquad (11.60)$$

показывающее резкое снижение $э$ с увеличением частоты. Практически эффект меньше за счет ряда вторичных факторов. Наиболее интересно сравнить т. м. м. при частоте 50 и 400 *гц*, обозначив показатели эффективности соответственно через $э_{50}$ и $э_{400}$. Точный расчет на ЦВМ для БТ и типовых условий дал (с округлениями) следующие результаты при $Cr_{au} = 5{,}6$, $P_2 = 30$ *вт*, $y = 2$, $z = 1{,}5$:

f, *гц*	x	v, *см³/вт*	g, *г/вт*	g_Σ, *г/вт*
50	0,5	5,23	21,9	28,4
400	0,5	0,81	3,1	11,5
400	1	0,79	2,3	8,1

x	v_{400}/v_{50}	g_{400}/g_{50}	$g_{\Sigma 400}/g_{\Sigma 50}$
0,5	0,15	0,14	0,4
1	0,15	0,11	0,3

Итак, выигрыш составляет 60—90% и при более оптимальной геометрии он заметнее. Меньший выигрыш по весу g_Σ легко объясним: при $u = \text{const}$ величина $g_{\text{пр}}$ почти не меняется и выигрыш достигнут в основном за счет одной составляющей g.

При заданном перегреве для ТВР. Находим

$$э \doteq \frac{1}{f^{6/7}}. \qquad (11.61)$$

Пока сохраняется вынужденный тепловой режим, показатели $э$ улучшаются почти обратно пропорционально частоте f. Практически будут иметь место отклонения из-за изменения величин $k_{\text{ок}}$, ν, $Г$ и т. д. при уменьшении размеров и росте p_1 при $P = \text{const}$.

При заданном перегреве для ТЕР. Находим

$$э \doteq \frac{\sqrt{p_1^0 f^{\vartheta}}}{f} \doteq \frac{\sqrt{p_1^0}}{f^{1-\vartheta/2}}, \qquad (11.62)$$

где p_1^0 — значение p_1 при фиксированной частоте f_0.

Здесь влияние частоты значительно меньше из-за большой роли потерь p_c.

При неизменном качестве сердечника ($p_1^0 = \text{const}$) и типовом значении $\vartheta = 1{,}5$ (§ 3.1) $э \doteq 1/\sqrt[4]{f}$. Эффект можно увеличить, если одновременно перейти к более качественным магнитным материалам (снижение p_1^0) или

снизить толщину материала (снижение ϑ). Тогда можно получить

$$э \doteq \frac{1}{f^{0,4 \div 0,15}}. \qquad (11.63)$$

Крайние значения показателей степени соответствуют крайним встречающимся толщинам материала сердечника от 0,02 до 0,2 *мм*. Снижения *э*, рассчитанные в процентах при повышении частоты от 400 *гц* в соответствии с этой зависимостью, приведены в табл. 11.5 для указанных двух крайних толщин. Повышение частоты и для ТЕР достаточно эффективно. На основании сделанных выводов можно рекомендовать дальнейшее повышение частоты

Таблица 11.5

Роль частоты питания при сохранении материала сердечника

Частота, *гц*		400	500	800	1000	1200	1500	2000	2400	5000
Снижение g и v, %, при толщине материала, *мм*	0,2	0	5	10	13	15	18	21	24	32
	0,02—0,05	0	9	24	31	35	41	48	51	64

Таблица 11.6

Роль частоты питания при переходе к улучшенным магнитным материалам

Материал сердечника		Снижение g и v, %, при частоте, *гц*				
Марка	Толщина, *мм*	400	1000	2400	5000	10 000
Э350	0,2	0	13	24	32	40
	0,15	2	18	32	42	50
	0,08	5	28	39	51	59
	0,05	5	32	46	57	64
	0,02	−2	27	45	57	66
50Н	0,15	—	41	50	60	62
	0,05	—	50	62	73	76
80НХС	0,10	—	—	66 *	71	74
	0,05	—	—	73 *	79	83

* Только для больших мощностей.

сверх нашедших практическое применение величин 400—2500 *гц* (если обеспечена рациональная конструкция обмоток, исключающая большой рост коэффициента k_r по табл. 5.1). В табл. 11.6 приводим аналогичные результаты при одновременном переходе к сердечникам лучшего качества. При расчете брались реальные значения p_1 при каждой частоте.

Переходя к более тонким сталям и лучшим материалам, 50Н и 80НХС (см. § 3.1), можно увеличить выигрыш в весах и габаритах в 2—3 раза по сравнению с тем, который достигается при неизменном материале. Наилучшие материалы можно выбирать по следующим данным:

Частота, *гц*	Материал	Его толщина, *мм*
1000	Э350	0,05—0,08
1000	50Н, 33НКМС	0,1—0,15
2500	Э350	0,05—0,08
2500	50Н, 33НКМС	0,05
5000	Э350	0,05—0,08
5000	50Н	0,05
5000	80НХС	0,05

(11.64)

Сталь Э350 толщиной 0,02 *мм* в диапазоне частот до 10 *кгц* никакого выигрыша не дает, снижение толщины стали с 0,08 до 0,05 дает весьма малый эффект. Очень эффективно применение сплавов 50Н и 80НХС. Применение сплава 80НХС при частоте менее 2500 *гц*, а при малых мощностях и на более высокой частоте ограничено низкой индукцией насыщения сплава. (В этих случаях можно применять сплав 33НКМС толщиной 0,05 *мм*, дающий почти тот же выигрыш. Сплав 50Н при повышенных частотах может быть заменен сталью 3СТА толщиной 0,05 *мм*, дающей тот же эффект, см. § 3.1.)

Переход от т. м. м. нормальной к т. м. м. повышенной частоты при постоянном перегреве. При переходе к частоте 400 *гц* ТВР переходят обычно в ТЕР. Но согласно выражениям (11.57) для ТВР показатели $э_i$ с ростом мощности улучшаются, а для ТЕР — нет. Следовательно, при переходе к повышенной частоте выигрыш уменьшается с ростом P. Поэтому конкретные результаты можно приводить только в связи с конкретными значениями мощностей.

Заметим, что обычно это в литературе не делается и приводятся некие постоянные цифры, что неправомерно.

Можно указать предельные границы возможного эффекта. Если при переходе сохраняется вынужденный тепловой режим, то при $P = \text{const}$ согласно выражению (11.61) получаем максимально возможный выигрыш в $(400/50)^{6/7} = 6$ раз. Наоборот, если при $f = 50$ *гц* уже имеет место естественный тепловой режим, то по (11.62) приходим к минимально возможному выигрышу в $(400/50)^{1-\vartheta/2}$ раз. Если сохранить сталь толщиной 0,35 *мм* ($\vartheta = 1{,}35$), то это даст предельный выигрыш в $8^{1-0{,}675} = 2$ раза. Если перейти к стали толщиной 0,15—0,2 *мм*, то получаем выигрыш в 2,5 раза. Конкретный выигрыш для любой мощности лежит в пределах от 2—2,5 до 6 раз и может быть получен сопоставлением величин *э* по выражениям (9.57) и (9.60).

Вследствие зависимости величины *э* от P у ТВР выигрыш при повышении частоты для одного и того же типоразмера т. м. м. (а не одной и той же мощности) несколько выше и его верхний предел составляет 8 раз.

Вес g_Σ будет меняться в несколько других соотношениях из-за различной относительной роли весов g и $g_{\text{пр}}$. Но при $\tau = \text{const}$ и составляющая $g_{\text{пр}}$ уменьшается с повышением частоты вследствие снижения $k_{\text{пот}}$ (§ 11.8) и практически выводы относительно g распространяются и на g_Σ (см. ниже). Несколько иначе меняется стоимость *ц* из-за разных цен на магнитные материалы.

Расчетные и опытные данные по испытаниям одних и тех же БТ и СТ при частоте 50 и 400 *гц* приведены в табл. 11.7, иллюстрирующей основные сделанные выводы. К тем же выводам приводит и детальный анализ на ЦВМ, результаты которого приведены в табл. 11.8, помещенной в § 11.11. У малых т. м. м. из-за уменьшения величины $k_{\text{ок}}$ при повышении частоты эффект в части объема v меньше, чем в части веса.

11.11. Сравнение различных типов трансформаторов

Постановка задачи. Сравним различные типы т. м. м. по их показателям эффективности $э_i$, что позволит выбирать оптимальный т. м. м. для различных случаев проектиро-

Таблица 11.7

Показатели т. м. м. при частоте 50 и 400 *гц*

Образцы		Опыт		Отношение мощностей P_2		Данные т. м. м.	
Тип т. м. м.	Типоразмер	Величина P_2, *ва* при $\tau = 50$ *град*		Опыт	Расчет по (9.60), (9.57)	*G*, *г*	*V*, *см*^{3}
		50 *гц*	400 *гц*				
СТ	ПЛ10 × 20	20,5	130	6,4	6,6	351	105
	ПЛ15 × 15	55,3	337	6,1	6,5	704	266
	ПЛ15 × 30	101	490	4,5	4,7	1170	368
БТ	ШЛ15 × 15	15,5	111	7,2	7	383	143
	ШЛ20 × 40	108	510	4,7	4,4	1560	465

вания. Для этого нужно сопоставить показатели $э_i$, взяв для каждого показателя оптимальную геометрию трансформатора каждого типа по данным § 10.3, 10.4. То же можно сделать при компромиссной геометрии (§ 10.6).

Поскольку сравнительные результаты в обоих случаях одинаковы (что специально исследовано), ниже ограничимся приведением данных для т. м. м. компромиссной геометрии (табл. 11.1), которые очень близки к возможным минимальным значениям $э_i$. Это сделано в табл. 11.8. Данные получены для типовых условий по результатам анализа на ЦВМ с учетом всех факторов (§ 9.6). В частности, учтено различие электромагнитных свойств сердечников и коэффициентов $k_{ок}$. (Для полноты в таблице кроме показателей $э_i$ приведены значения к. п. д. и $\cos\varphi$ для случая активной нагрузки.)

Сопоставление проведем в трех направлениях: сравним различные типы однофазных т. м. м. (БТ, СТ, ТТ, 1СТ), затем однофазные и трехфазные т. м. м. между собой и, наконец, трансформаторы с автотрансформаторами.

Сравнение различных типов однофазных т. м. м. *Условие* $u = \text{const}$. Из табл. 11.8 видно, что при нормальной частоте наименьшим объемом обладает БТ, а весом при медных обмотках — ТТ, выигрывающий около 6% по сравнению с БТ. Показатели СТ несколько уступают БТ, но близки к ним (разница 2—10%). Заметно отличается 1СТ, показатели которого хуже, чем у БТ, на 15—30%. Однако преимущества БТ нивелируются, если при построении группы ряда сердечников варьировать размер b (§ 10.7).

При повышенной частоте меняются следующие выводы: по весу сравнительные показатели СТ по отношению к БТ несколько улучшаются, а по объему — ухудшаются. Заметные дополнительные преимущества по всем показателям приобретает ТТ, особенно по системному весу g_Σ. По стоимости $ц$ и $ц_\Sigma$ некоторые преимущества имеет БТ.

При алюминиевых обмотках веса g и g_Σ у СТ несколько снижаются по сравнению с БТ при любой частоте. По расходу меди БТ является наиболее экономичным, СТ и особенно ТТ проигрывают до 30—50%.

Если аналогичное сравнение произвести при уменьшении критерия Cr_{au} (размеров т. м. м.), то в сравнении БТ и СТ преимущества первого выявятся более резко, при увеличении Cr_{au} — наоборот.

Таблица 11.8

Показатели эффективности различных типов т. м. м. при оптимальной (компромиссной) геометрии

Частота, *гц*	Показатели эффективности $э_i$		Значения $э_i$: u = const, малые т. м. м.: БТ	СТ	ТТ	ЗТ	1СТ	Значения $э_i$: τ = const, большие т. м. м.: БТ	СТ	ТТ	ЗТ
50		v	5,23	5,93	5,5	7,39	7,23	3,14	2,89	4,07	3,51
		$ц$	1,86	2,18	2,22	2,69	2,63	1,37	1,21	1,4	1,48
		$ц_{\Sigma 1}$	3,27	3,61	3,49	4,44	4,29	1,98	1,79	2,01	2,19
		$ц_{\Sigma 2}$	4,79	5	4,52	6,04	5,71	2,3	2,14	2,39	2,61
		$\cos\varphi$	—	—	—	—	—	98,0	97,9	99 4	95,9
		η	—	—	—	—	—	95,4	95,1	94,9	94,3
	Медн.	$g_к$	3,0	4,99	5,5	6,6	5,69	3,56	3,2	4,01	4,09
		g	21,9	21,3	18,6	26,5	24,6	12,1	10,5	15,0	12,4
		g_{Σ}	28,4	27,0	22,5	33,9	31,2	13,6	12,2	16,5	14,7
	Ал.	g	19,4	18,8	—	23,9	21,1	10,3	8,9	—	10,4
		g_{Σ}	25,9	24,5	—	31,3	27,7	11,8	10,6	—	12,7
400		v	0,79	0,78	0,68	1,11	0,94	1,22	1,12	1,50	1,34
		$ц$	0,67	0,72	0,67	0,88	0,78	1,4	1,12	1,61	1,32
		$\cos\varphi$	—	—	—	—	—	~1	~1	~1	99,9
		η	—	—	—	—	—	97,4	97,1	97,6	96,5
	Медн.	$g_к$	0,46	0,75	0,76	0,85	0,81	1,58	1,36	2,07	1,66
		g	2,33	2,26	1,95	2,82	2,55	4,26	3,30	4,39	3,85
		$g_{\Sigma 1}$	4,53	4,35	3,10	5,85	5,01	4,52	3,59	4,6	4,2
		$g_{\Sigma 2}$	8,13	7,60	4,92	10,3	8,93	4,94	4,06	5,02	4,78
	Ал.	g	1,85	1,83	—	2,4	2,05	3,47	2,63	—	3,02
		$g_{\Sigma 2}$	7,65	7,17	—	9,9	8,43	4,15	3,38	—	3,95

Поскольку условие u = const особенно актуально для т. м. м. нормальной частоты (§ 8.3), лучшим типом среди рассматриваемой группы т. м. м. следует признать БТ. При повышенной частоте следует рекомендовать применение ТТ, если вес и объем играют первостепенную роль. В остальных случаях может также применяться БТ. Из т. м. м. с алюминиевыми обмотками для систем с очень жесткими требованиями по весу и менее жесткими по объему может быть рекомендован СТ.

Условие τ = const. Здесь результаты сравнения иные. Если 1СТ по-прежнему является худшим, то из СТ и БТ лучшим, за исключением зоны самых малых мощностей (менее 30—50 *ва*), оказывается СТ, причем его преимущества возрастают с увеличением размеров. Преимущества СТ особенно заметны по весу (g, g_Σ) и при повышенной частоте. Так, увеличение веса БТ по сравнению с СТ составляет около 10% при нормальной частоте и около 25% при повышенной частоте.

Из § 11.8 следовало, что к. п. д. у СТ ниже, чем у БТ. Однако это в основном не меняет результатов сравнения БТ и СТ — синтезирующие показатели g_Σ, $ц_\Sigma$, учитывающие роль к. п. д., у СТ также остаются лучшими. Исключение составляет стоимость $ц_\Sigma$ у весьма малых СТ.

Сравнение с ТТ дает различные результаты в зависимости от размеров т. м. м., что объясняется отмеченной в § 11.9 особенностью ТТ при их рассмотрении в широком диапазоне мощностей. Малые ТТ обладают наилучшими из всех т. м. м. показателями g, v и в наибольшей степени — g_Σ, особенно при повышенной частоте. Так, малые ТТ имеют по сравнению с СТ при нормальной частоте меньший вес g на 10%, вес g_Σ— на 15%, при повышенной частоте — соответственно 20 и 30%. Однако с ростом мощности эти преимущества сглаживаются и, более того, при больших $Cr_{a\tau}$ ТТ уступает не только стержневому, но и броневому т. м. м. Так, при мощности около 1000 *ва* веса g и g_Σ у ТТ уже больше, чем у СТ, на 30—25%, а объем v — на 35—50%.

Кривые $э_i$ (P_2) для ТТ и СТ компромиссной геометрии при нормальной и повышенной частоте, полученные с помощью ЦВМ, совмещены для наглядности на рис. 11.30, 11.31.

Итоговая оценка. Оценивая в совокупности условия u = const и τ = const, заключаем, что 1СТ во всех слу-

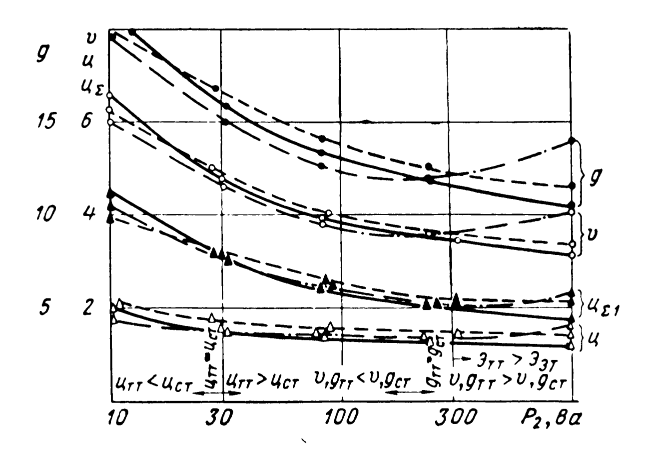


Рис. 11.30. К сравнению веса, объема и стоимости СТ, ТТ и ЗТ в функции мощности при $f = 50$ *гц* и $\tau_м = \text{const} = 50$ *град*:
——— СТ, — — — ЗТ, — . — ТТ.

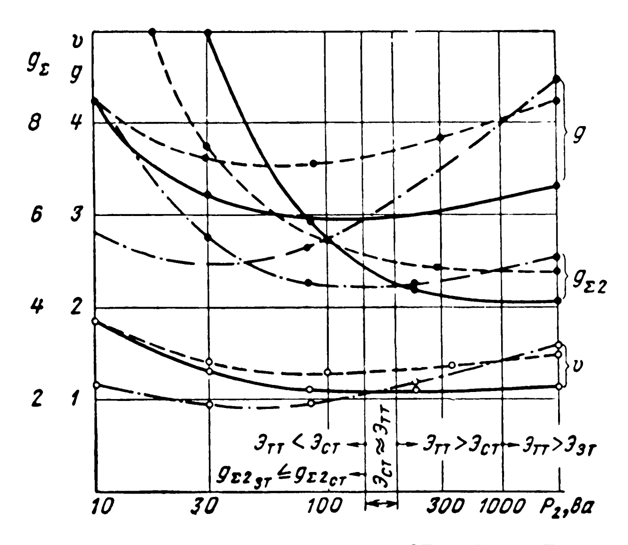


Рис. 11.31. К сравнению веса и объема СТ, ТТ и ЗТ в функции мощности при $f = 400$ *гц* и $\tau_м = \text{const} = 50$ *град*:
——— СТ, — — — ЗТ, — . — — ТТ

чаях имеет по сравнению с другими типами однофазных т. м. м. больший вес и объем на 15—70%. Применение 1СТ нецелесообразно и может быть оправдано лишь в особых случаях. Поэтому основными типами т. м. м. следует считать БТ, СТ и ТТ, из которых каждый имеет свои предпочтительные области применения, обладая как определенными достоинствами, так и недостатками.

Для наиболее распространенных условий среди малых т. м. м. лучшими являются ТТ и БТ. Преимущества первого особенно заметны при условии $\tau = \text{const}$ в отношении веса g и особенно g_Σ и сильнее проявляются при повышенной частоте. Там, где эти показатели стоят на первом плане, следует применять ТТ. Там, где они играют подчиненную роль, предпочтение следует отдать БТ как более технологичному в производстве.

Выше определенной границы мощности при условии $\tau = \text{const}$ (25—40 *ва* при типовых условиях) показатели $э_i$ у СТ становятся лучше, чем у БТ, и его можно рекомендовать к применению вместо БТ. При дальнейшем увеличении мощности $P_2 > P_{гр}$ (150—250 *ва* при типовых условиях) СТ приобретают преимущества уже и перед ТТ, (рис. 11.30, 11.31). Поэтому применение ТТ при мощности $P_2 > P_{гр}$ совершенно неоправданно, если исключить лишь специфические условия (требования экранировки и т. п.). Учитывая большую технологичность СТ, их следует считать конкурентноспособными с ТТ и при мощностях $P_2 < P_{гр}$ (не имея в виду случаи, где вес и объем являются главенствующими требованиями).

Приводившиеся цифры не учитывают роли чисто конструктивных элементов, удельный вес которых для разных типов т. м. м. различен, и в частности будет наименьшим у ТТ. Это может несколько уточнить количественные характеристики без изменения полученных принципиальных выводов.

Вывод о преимуществах СТ перед БТ в большой зоне мощностей, сделанный ранее в работах [22, 23, 26], является практически весьма важным. До последнего времени СТ почти не применялись среди т. м. м. Внедрение их вместо средних и больших БТ при условии $\tau = \text{const}$ дает значительный тактико-технический эффект при проектировании специальной аппаратуры и большой народно-хозяйственный эффект, связанный с экономией дефицитных и дорогих материалов.

С другой стороны, выводы о значительных преимуществах ТТ при малых мощностях подчеркивают целесообразность их использования во многих случаях. Надо сказать, что к сегодняшнему дню применение ТТ неоправданно сужено. Следует отметить, что преимущественному распространению БТ способствовали традиции, связанные с производством т. м. м. на шихтованных сердечниках, а также ошибочные сведения о сравнительных качествах БТ и СТ., приводившиеся как в отечественной, так и зарубежной литературе [56, 66, 224, 231, 259, 260].

В настоящее время СТ все шире применяют на практике. Так, в виде стержневых выпускаются т. м. м. массовой серии с ленточными сердечниками для современных телевизоров. Большая часть унифицированных т. м. м. спецаппаратуры также разработана и выпускается в виде СТ.

Сравнение однофазных и трехфазных т. м. м. Сравнение проведем в двух вариантах: 1) сравним 1Т (однофазные т. м. м.) и 3Т равной мощности; 2) сравним один 3Т и трехфазную группу из 1Т той же суммарной мощности (без учета различия величин p_i).

В первом варианте из табл. 11.8 следует, что при условии $\tau = \text{const}$ и повышенной частоте показатели 3Т находятся на уровне показателей БТ, но заметно хуже, чем у СТ (на 15—20%). При нормальной частоте 3Т проигрывают уже не только стержневым (причем в несколько большей степени), но и броневым т. м. м. Сравнение с ТТ вытекает из сравнительных данных ТТ и СТ (БТ), приведенных в предыдущей рубрике. При условии $u = \text{const}$ 3Т проигрывает всем 1Т. Их показатели хуже, чем у БТ, на 30—40%.

Обратимся теперь ко второму варианту. Согласно выражению (11.57) итоговые показатели *э* трех 1Т при $u = \text{const}$ будут в $3^{0,4} \approx 1{,}5$ раза хуже, чем у одного 1Т тройной мощности. Поэтому один 3Т даже несколько выгоднее, чем три 1Т (снижение веса, объема, стоимости около 10%). При условии $\tau = \text{const}$ такая резкая зависимость показателей $э_i$ от мощности отсутствует и показатели трансформаторов столь заметно не отличаются. При этом они различны при разной мощности. Из рис. 11.30—11.31 видно, что при мощности свыше 30 *ва* (при типовых условиях) показатели 3Т хуже, чем у трех СТ той же мощности, особенно при частоте 400 *гц*. Здесь разница в показателях доходит до 30% (при частоте 50 *гц* — до 10%).

Таким образом, для средних и больших т. м. м. применение 3Т вместо 1Т приводит к некоторому проигрышу по весу (проигрыш по весу g_Σ наступает при больших мощностях, чем по весу g). Что касается объема, то по удельному объему v также наблюдается проигрыш, однако при реальной компоновке т. м. м. в аппаратуре предпочтительным может оказаться любой вариант в зависимости от конкретных условий. То же следует отнести к т. м. м. меньшей мощности, поскольку в этой зоне различие в показателях одного 3Т и трех 1Т не очень существенно. Для мощных трансформаторов известен вывод о меньшем расходе материалов для 3Т по сравнению с трехфазной группой из трех 1Т [173]. Для т. м. м., как видим, результаты иные. Это связано со спецификой, проявляющейся в данном случае в функциональной зависимости величин j и B от геометрии и размеров и ряде других обстоятельств.

Сравнение трансформаторов и автотрансформаторов малой мощности. Известно, что габаритная мощность автотрансформатора (ат. м. м.) определяется выражением $P_г \approx P\ (1 - k'_т)$, где $k'_т$— коэффициент трансформации ($k'_т < 1$). С увеличением $k'_т$ мощность $P_г$ при той же P уменьшается и соответственно уменьшаются показатели $Э$ и $э$. Чтобы оценить выигрыш при переходе от т. м. м. к ат. м. м., воспользуемся выражениями (11.57), сопоставляя показатели при мощностях P и $P_г$. Тогда получим следующее снижение показателей $э$ у ат. м. м.:

$$\left.\begin{aligned} &\text{при } u = \text{const в } \frac{1}{(1-k'_т)^{3/5}} \text{ раз,} \\ &\text{для ТВР в } \frac{1}{(1-k'_т)^{6/7}} \text{ раз,} \\ &\text{для ТЕР в } \frac{1}{(1-k'_т)} \text{ раз.} \end{aligned}\right\} \quad (11.65)$$

В мощном трансформаторостроении принимают выигрыш у автотрансформаторов в $1/(1 - k'_т)$ раз. Для т. м. м. получаем результат дифференцированный, и данное соотношение соблюдается только для ТЕР. Для ТВР и случая $u =$ $=$ const выигрыш меньше и определяется выражениями (11.65). Вес и объем ат. м. м. по сравнению с т. м. м. уменьшаются согласно этим выражениям в следующее число раз (в зависимости от величины $k'_т$):

$k'_т$	0,1	0,3	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9
При $u = \mathrm{const}$	1,06	1,2	1,5	1,7	2	2,6	4
Для ТВР	1,08	1,3	1,8	2,2	2,8	4	7
Для ТЕР	1,10	1,4	2	2,5	3,3	5	10

11.12. Влияние свойств активных материалов и температуры окружающей среды

Влияние на показатели эффективности материала и качества сердечника. *Для ТЕР* главную роль играет величина p_1 в выражении (9.60). В первом приближении $э \doteq \sqrt{p_1}$. Данные о снижении показателей v и g при переходе последовательно к более качественным материалам при повышенной частоте приведены в табл. 11.9. В частности, переход

Таблица 11.9

Роль материала сердечника ($f = 400$ *гц*)

Материал	Толщина, *мм*	p'_1, *вт/кг*	Снижение v и g, %, по отношению			
			к предыдущему материалу	к Э44 0,35 *мм*	к Э44 0,2 *мм*	к Э350 0,2 *ом*
Э44	0,35	19	—	—	—	—
	0,2	12,5	19	19	—	—
	0,1	10,5	8	25	8	—
Э350	0,2	9,5	5	29	13	—
	0,15	9	2	31	15	2
	0,08	8,5	3	33	18	5
	0,05	8,5	0	33	18	5

от шихтованных сердечников из стали Э44 толщиной 0,2 *мм* к ленточным из холоднокатаной стали Э350 толщиной 0,15 *мм* дает снижение v, g на 15—20%. Выигрыша в стоимости материалов практически нет. Роль материала при повышении частоты сверх 400 *гц* была рассмотрена в § 11.10.

Для ТВР и т. м. м. при $u = \mathrm{const}$ решающую роль играет величина B_s. Согласно выражениям (9.7), (9.54), (9.60) переход от горячекатаных сталей ($B_s \approx 1{,}2$ *тл*) к холоднокатаным с использованием ленточных сердечников ($B_s = 1{,}6$ *тл*) дает снижение v, g примерно в 1,6/1,2 раза, т. е. на 20—30% существеннее, чем для ТЕР.

Влияние на действительную стоимость $ц_\Sigma$ при изменении сорта стали оказывают изменения удельных потерь, намагничивающей мощности, стоимости стали, т. е. величин p_1, k_μ, $ц_с$, фигурирующих в обобщенных выражениях для $ц_\Sigma$ (§ 5.5). Соответственно меняются все составляющие $ц_\Sigma$ в выражении (5.107).

Если показатели при использовании стали Э310 толщиной 0,35 *мм* принять за единицу, то по выражениям (9.57), (5.107) можно в относительных единицах вычислить интересующие нас величины для иных случаев. Результаты такого расчета для *случая* ЛС приведены в табл. 11.10.

Применение более толстой стали (0,5 *мм* вместо 0,35), давая некоторый выигрыш в стоимости $ц$, по величине $ц_\Sigma$ уже практически выигрыша не дает. Поэтому выбор толщины следует целиком подчинить технологическим соображениям. Улучшение же сорта стали, несмотря на ее удорожание, дает заметный выигрыш и по величине $ц$, и особенно по величине $ц_\Sigma$, причем основную роль здесь играет возможность повышения рабочей индукции и снижения за счет этого величин $ц$ и $k_{пот}$ при сохранении тока i_{0r}. Так, переход от горячекатаной к холоднокатаной стали обеспечивает снижение действительной стоимости до 15%; переход от холоднокатаной стали Э310 к стали Э330 — снижение $ц_\Sigma$ на 3—4%. Конечно, увеличение тока i_0 из-за ухудшения качества сердечника магнитопровода (а не из-за увеличения индукции B) всегда будет приводить к возрастанию $ц_\Sigma$ и за счет члена $ц_р k_{пот}$, и за счет члена $ц_r i_0$.

Рассмотрим теперь *случай* ШС. Распространение на практике получили сердечники, пластины которых штампованы из холоднокатаной текстурованной стали. Как показывают расчеты по выведенным зависимостям, при повышенной частоте такие трансформаторы не имеют никаких преимуществ по сравнению с трансформаторами на сердечниках из горячекатаной стали Э44 толщиной 0,2 *мм*, а при нормальной частоте достигаемый выигрыш снижается до 15—20% (по сравнению с Э43 толщиной 0,35 *мм*).

Марка материала	Толщина, *мм*	$ц_с$	p_1	k_μ
Э310	0,35	1	1	1
Э310	0,5	0,83	1,4	1
Э330	0,35	1,16	0,74	0,8
Э330	0,5	0,96	1	0,8
Э41	0,35	0,65	1,3	2,6
Э41	0,5	0,55	1,5	2,6

Применение тороидальных сердечников со штампованными пластинами из текстурованной стали не дает выигрыша ни в каких случаях.

Особое место занимает оценка эффективности применения ЛС вместо ШС для т. м. м. наименьшей стоимости (50 *гц*). Если шихтованные сердечники делались из горячекатаной стали, то эффект налицо (см. выше). Если же в обоих случаях применяют холоднокатаную сталь, вопрос весьма сложен. Расход материалов снижается на 5—10%, но в оценке стоимости решающую роль приобретают вопросы технологии (себестоимость изготовления). По данным Новгородского научно-исследовательского института, при наиболее прогрессивной в обоих случаях технологии (§ 4.1, 4.2) ленточные сердечники становятся выгоднее для средних и больших т. м. м., для малых т. м. м. (до 30—70 *ва*) выгоднее шихтованные сердечники. Для т. м. м. наименьшего веса и объема преимущество всегда за ленточными сердечниками.

Влияние материала проводников. Т. м. м. с алюминиевыми обмотками. Как отмечалось, традиционную медь как материал проводников все активнее вытесняет алюминий в виде проводов или фольги (§ 3.3, 4.5). Пока еще технология изготовления медных обмоток отработана лучше и в особо ответственных случаях применять алюминиевые обмотки не рискуют (надежность контактов и т. п.). В то же время привлекают меньшая дефицитность и меньший удельный вес алюминия. Рассмотрим, как меняются показатели эффективности $э_i$ при переходе от меди к алюминию. При этом меняются две величины: ρ и $\gamma_к$. Из выражений для показателей $э_i$ (9.54), (9.57), (9.60) с учетом (9.55), (9.58), (9.61) и (5.62) следует с достаточной

Таблица 11.10

B	$ц$	$ц_p k_{пот}$	$ц_{\Sigma 1}$	$ц_{\Sigma 2}$
1	1	1	1	1
0,99	0,95	1,07	0,99	1,01
1,07	0,99	0,93	0,97	0,96
1,06	0,94	1,01	0,96	0,98
0,78	1,03	1,22	1,09	1,14
0,77	0,98	1,26	1.06	1,12

точностью, что для всех случаев проектирования

$$v \doteq \sqrt{\frac{\rho}{k_{\text{ок}}}}, \quad g \doteq \sqrt{\frac{\rho}{k_{\text{ок}}}}\left(\frac{\gamma_{\text{к}}}{\gamma_{\text{с}}} k_{\text{ок}} + k_{\text{с}} \frac{\varphi_{\text{с}}}{\varphi_{\text{к}}}\right),$$

$$ц \doteq \sqrt{\frac{\rho}{k_{\text{ок}}}}\left(\frac{ц_{\text{к}}}{ц_{\text{с}}} \frac{\gamma_{\text{к}}}{\gamma_{\text{с}}} k_{\text{ок}} + k_{\text{с}} \frac{\varphi_{\text{с}}}{\varphi_{\text{к}}}\right). \qquad (11.66)$$

Величины, относящиеся к случаю медных проводников, обозначим индексом «м», к случаю алюминиевых — индексом «а». Тогда изменение величин v и g при переходе к алюминию выразится отношениями

$$\frac{v_{\text{а}}}{v_{\text{м}}} = \sqrt{\frac{\rho_{\text{а}}}{\rho_{\text{м}}} \frac{k_{\text{м}}}{k_{\text{а}}}},$$

$$\frac{g_a}{g_{\text{м}}} = \sqrt{\frac{\rho_{\text{а}}}{\rho_{\text{м}}} \frac{k_{\text{м}}}{k_{\text{а}}}} \; \frac{k_{\text{а}} \frac{\gamma_{\text{а}}}{\gamma_{\text{с}}} + k_{\text{с}} \frac{\varphi_{\text{с}}}{\varphi_{\text{к}}}}{k_{\text{м}} \frac{\gamma_{\text{м}}}{\gamma_{\text{с}}} + k_{\text{с}} \frac{\varphi_{\text{с}}}{\varphi_{\text{к}}}}. \qquad (11.67)$$

Имея в виду, что $\rho_a/\rho_{\text{м}} \approx 1{,}6$, получаем, что при $k_{\text{м}} = k_{\text{а}}$ т. м. м. с алюминиевыми обмотками всегда больше по

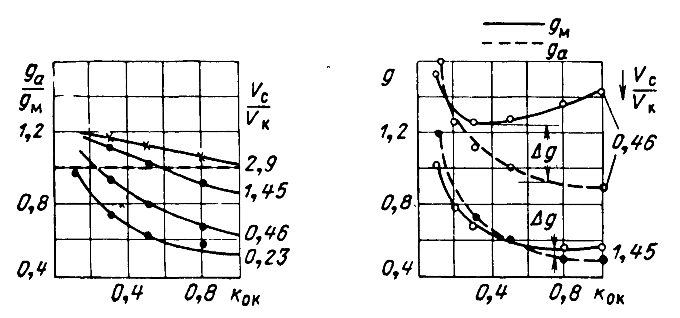


Рис. 11.32. К сравнению веса т. м. м. с медными и алюминиевыми обмотками.

объему примерно на 30%. Для суждения о весе учтем, что алюминий в 3,3 раза легче меди, и построим на рис. 11.32 отношение $g_{\text{а}}/g_{\text{м}}$ в зависимости от величины $k_{\text{ок}}$ для различных $\varphi_{\text{с}}/\varphi_{\text{к}}$. Видно, что переход к алюминию при равных $k_{\text{ок}}$ дает выигрыш в весе ($g_{\text{а}}/g_{\text{м}} < 1$) для т. м. м., геометрия которых характеризуется небольшими значениями $\varphi_{\text{с}}/\varphi_{\text{к}}$ и при достаточно больших $k_{\text{ок}}$, причем этот выигрыш тем больше, чем больше $k_{\text{ок}}$. (Примерно то же относится

к стоимости.) Приводим на том же рисунке одновременно кривые $g_м$ и $g_а$ для средних величин $\varphi_с/\varphi_к$, характерных для т. м. м. наименьшего веса, причем при каждом значении $\varphi_с/\varphi_к$ масштабы $g_а$ и $g_м$ одинаковы. Учтем, что использование проводников в виде фольги повышает значения $k_{ок}$ до 0,5—0,6 и выше. При этом т. м. м. с алюминиевыми фольговыми обмотками оказываются легче на 10—30%, причем большие цифры соответствуют и новой оптимальной геометрии, свойственной таким т. м. м. (§ 10.3, 10.4).

Таким образом, применение для т. м. м. алюминия в виде обычных круглых проводов практически никакого эффекта не дает. Иное дело при алюминиевой фольге, когда налицо снижение веса при сохранении объема, свойственного т. м. м. с медными проводами. Правда, если применить медь тоже в виде фольги, то, проиграв в весе, получим выигрыш в объеме в соответствии с формулой (11.67). Следовательно, медная фольга — наиболее подходящий проводник для т. м. м. наименьшего объема (но не веса!). Стоимость т. м. м. с фольговыми алюминиевыми обмотками пока весьма высока из-за более сложной технологии.

Детальный анализ на ЦВМ для разных типов т. м. м. оптимальной геометрии показывает снижение веса g при использовании алюминиевой фольги на величину 15—25% при условии $\tau = \text{const}$, причем большие цифры относятся к повышенной частоте (см. табл. 11.8). По весу g_Σ и при условии $u = \text{const}$ выигрыш уменьшается.

Влияние температуры окружающей среды $t_с$. При повышении величины $t_с$ увеличивается коэффициент k_τ в формуле (5.37) и растет ρ. Это всегда отрицательно сказывается на к. п. д. и всех показателях $э_i$. Для т. м. м. *при условии* $u = \text{const}$, когда согласно выражению (9.54) $э_i \doteq \rho^{0,6}$, показатели $э_i$ с ростом $t_с$ будут заметно ухудшаться.

Иное дело *при условии* $\tau = \text{const}$: наряду с увеличением ρ появляются и благоприятные факторы — увеличение коэффициента теплоотдачи α по выражению (7.6) и некоторое падение удельных потерь p_1 (§ 5.2). Все эти зависимости сугубо нелинейны, и не удается дать простую математическую запись функции $э_i$ ($t_с$). Необходимое решение получено с помощью ЦВМ, при программировании все истинные зависимости величин α, p_1 и k_τ от $t_с$ использовались в табулированном виде (см. приложение к гл. 9). Зависимости $э_i$ ($t_с$) при нормальной и повышенной частоте приводим на рис. 11.33.

В зоне обычных значений $t_с$ противоположно действующие факторы практически компенсируют друг друга и получаем $э \approx \text{const}$. С увеличением $t_с$ до значений 50—100° С начинает превалировать роль увеличения α и наблюдается известное *снижение* величин $э$, особенно для ТЕР. Из-за роста потерь $p_к$ показатели $э_\Sigma$ практически не уменьшаются,

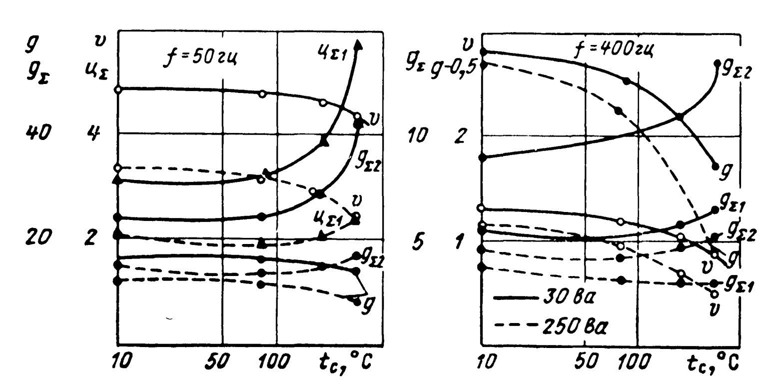


Рис. 11 33. О влиянии температуры окружающей среды на показатели эффективности СТ при $\tau_м = \text{const} = 50$ *град* и $P_2 = 30$ *ва*, $P_2 = 250$ *ва*.

а при $t_с \geqslant 100°$ С начинается, наоборот, резкое ухудшение величин g_Σ и $ц_\Sigma$. Положительные эффекты заметнее оказываются у т. м. м. большей мощности и наоборот. В целом можно считать, что значения $t_с$ около 50—80° С оптимальны. Если показатель g_Σ несуществен, для уменьшения веса g и объема v собственно т. м. м. полезно увеличение $t_с$ вплоть до нескольких сотен градусов.

Глава 12

ТРАНСФОРМАТОРЫ С НЕПОЛНЫМ (ОПТИМАЛЬНЫМ) ЗАПОЛНЕНИЕМ ОКНА

12.1. Понятие трансформаторов с неполным заполнением окна (ТНЗО)

Все изготовленные т. м. м. имеют неполное заполнение окна, поскольку в них неизбежно остается технологический зазор $\delta_т$ — см. § 5.3, выражения (5.52), (5.55) — (5.57). Однако этот зазор весьма мал, и т. м. м. с таким зазором практически считаются трансформаторами с полным заполнением. Принципиальным отличием т. м. м. с неполным заполнением окна в нашем понимании является наличие канала δ, существенно большего необходимого технологического зазора $\delta_т$ и, кроме того, выбираемого оптимальным по нашему желанию в тех или иных пределах с целью достижения оптимальных показателей трансформатора. Такие т. м. м. с неполным (оптимальным) заполнением окна мы обозначаем далее ТНЗО.

Канал δ расположен между катушкой и продольным ярмом у БТ и 1СТ или между двумя смежными катушками в окне у СТ, ТТ и ЗТ (см. рис. 5.7). ТНЗО различных типов изображены на рис. 12.1. Такие т. м. м. можно назвать трансформаторами со сложной сопряженностью катушек и сердечника, в отличие от т. м. м. с простой сопряженностью, когда $\delta = \delta_т \approx 0$ и степень заполнения окна c_Δ, выражаемая формулой (5.49), равна 1. У ТНЗО величина c_Δ существенно меньше 1 *.

ТНЗО были предложены автором несколько лет назад [26, 27]. На первый взгляд, такое предложение кажется

---

* Под ТНЗО, если не делается оговорок, понимаем т. м. м. с неполным *оптимальным* заполнением окна. В общем случае возможны ТНЗО с промежуточным неполным заполнением, когда величина c_Δ лежит между оптимальной (предельной) и единицей, что связано с применением унифицированных сердечников (см. стр. 449 и 528, § 14.6, 14.7).

весьма странным — какой смысл оставлять часть окна свободной, вместо того чтобы использовать ее «по прямому назначению» для размещения катушки? Зачем допускать «лишние» участки ярма общей длиной 2δ, в которые «упирается» канал и которые заключают в себе лишний вес,

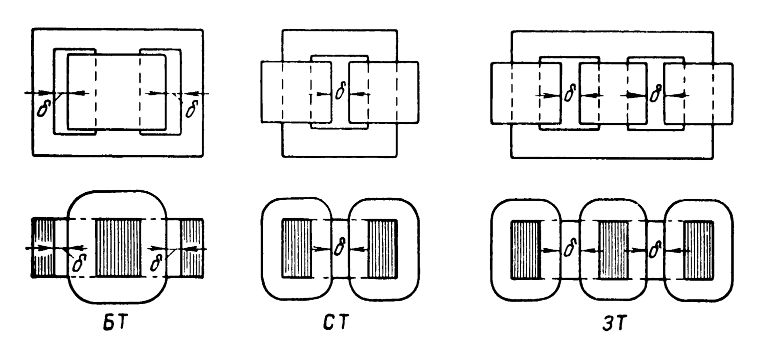


Рис. 12.1. Т. м. м. с неполным заполнением окна (ТНЗО).

лишние потери и намагничивающую мощность? Однако более глубокое рассмотрение показывает, что во многих случаях ТНЗО весьма эффективны.

Укажем сразу, в чем здесь дело. Прежде всего, с введением новой переменной — величины $c_\Delta = (c_к n_\Delta)/c$ по выражению (5.49) — появляется дополнительная степень свободы. Действительно, из уравнений (8.6) и (5.55) следует, что $P \doteqdot c_\Delta s_c s_{ок}$. При полном заполнении окна $c_\Delta = 1$ и варьировать мощность P при соблюдении заданных величин u или $\tau_м$ можно, только изменяя сечения s_c или $s_{ок}$, т. е. один из размеров сердечника b, c, h или a (см. § 6.1 и 10.7). Теперь же мы можем менять (уменьшать) мощность, *не меняя размеров сердечника*, уменьшая лишь степень заполнения окна c_Δ. Возможности вариации мощности изменением размеров сердечников дополняются тем самым способом изменения размеров (толщины) катушки.

Но зачем это? Это же лишено смысла. Такова обычно первая реакция многих специалистов на это предложение. Не надо, однако, спешить с выводами. Смысл есть. Не всегда, конечно, но во многих случаях есть. Физическая причина этого такова. Уменьшая величину c_Δ при неизменном сердечнике, мы уменьшаем мощность P_2, но одновременно уменьшаем объем и вес $G_к$, ибо $G_к \doteqdot V_к \doteqdot$

$\doteqdot c_\Delta s_{\text{ок}}$. Соответственно уменьшается общий вес $G = G_\text{с} + G_\text{к}$ и стоимость $Ц = Ц_\text{с} + Ц_\text{к}$ ($Ц_\text{к} \doteqdot G_\text{к} \doteqdot c_\Delta s_{\text{ок}}$). И все дело в том, что быстрее падает — P_2 или G, $Ц$, $G_\text{к}$, что происходит с показателями эффективности $э_i = Э_i/P_2$. При определенных условиях эти показатели (или часть из них) с уменьшением c_Δ до некоторой оптимальной величины улучшаются, т. е. уменьшаются. При этом имеет место оптимальное заполнение окна (в математическом плане привычное полное заполнение есть частный случай, когда оптимальная степень заполнения $c_\Delta = 1$).

Если для т. м. м. выбирается унифицированный сердечник, то, выдерживая строго заданные P_2 и $\tau_\text{м}$ или u, мы тоже придем в большинстве случаев к некоторому неполному заполнению, получив экономию меди. Ибо обычно требуемая мощность несколько (в пределах шага) меньше, чем предельно реализуемая на данном сердечнике. Осуществлять и в этих случаях полное заполнение, как это часто делается, значит перерасходовать медь (провода) при излишне уменьшенных $\tau_\text{м}$ или u. В этом плане выбор должной степени заполнения окна становится неизбежным этапом проектирования т. м. м. при любом ряде сердечников (см. § 14.6, 14.7).

Очевидно, неполное заполнение тем вероятнее оптимально, чем больше при полном заполнении объем катушки по сравнению с объемом сердечника, т. е. отношение $V_\text{к}/V_\text{с} = \varphi_\text{к}/\varphi_\text{с}$ (тем заметнее роль уменьшающегося объема $V_\text{к}$). Итак, в первую очередь эффективность ТНЗО определяется геометрией сердечников и должна быть рассмотрена в зависимости от этого фактора. Это относится к обоим случаям проектирования: $u = \text{const}$ и $\tau = \text{const}$. Но в последнем случае при наличии в окне достаточного канала ($c_\Delta < 1$) известную положительную роль начинает играть его участие как дополнительного средства в охлаждении т. м. м.— увеличивается эффективная поверхность теплонтдачи по выражению (7.48) и уменьшается внутренний перепад температур $\tau_\text{в}$ в толще катушки, так как уменьшается ее толщина $c_\text{к}$. Подробно тепловой режим при наличии канала в окне рассмотрен в § 7.7.

Вернемся к вопросу о роли геометрии т. м. м. Понятно, что если геометрия *по данному показателю эффективности* $э_i$ идеально оптимальна и если скинуть со счетов тепловой режим, то неполное заполнение *для данного показателя* $э_i$

не может дать никакого эффекта, а может только ухудшить дело. Это, например, будет при оптимальной геометрии для условия $u = \text{const}$. Но в § 10.3, 10.4 мы видели, что оптимальная геометрия для разных показателей $э_i$ *различна* и невозможно совместить оптимумы по нескольким из них одновременно. Приходится либо заметно терять в нескольких показателях, выбирая строго оптимальные условия для одного из них, либо терять понемногу, но для всех показателей, выбирая компромиссную геометрию (§ 10.6). Так вот для тех показателей $э_i$, для которых геометрия неоптимальна, неполное заполнение может дать известный эффект. То же относится к разным условиям проектирования. В § 10.6 (табл. 10.8) показано, что основное отличие оптимальных (компромиссных) геометрий состоит в различии параметров геометрии x. Поэтому, искусственно уменьшая ширину катушки $x_к$ при неизменной ширине окна x по выражениям (5.61), мы приближаемся к оптимумам. Все эти явления усиливаются, когда от рассмотрения одного изолированного сердечника мы переходим к рядам сердечников. Мы видели (§ 10.7), что при построении группы ряда дополнительные отклонения от условий оптимальной геометрии неизбежны. Чем больше степень стандартизации, тем меньше число групп ряда, больше число сердечников в группе, тем больше эти отклонения и тем вероятнее эффективность ТНЗО (особенно для крайних сердечников группы, наиболее удаленных от зоны оптимальной геометрии).

Применяя ТНЗО, можно уменьшить число сердечников в группе, осуществляя дополнительные градации мощности вариацией степени заполнения c_Δ. Более того, можно использовать один ряд сердечников для нескольких условий проектирования, обеспечивая вариацией степени c_Δ корректировку неоптимальности геометрии (например, использовать единый ряд сердечников для т. м. м. нормальной и повышенной частоты, для условий $u = \text{const}$ и $\tau = \text{const}$, для т. м. м. наименьшего веса и наименьшей стоимости). Если при этом даже и будет наблюдаться некоторое ухудшение отдельных показателей эффективности $э_i$, это во многих случаях с лихвой окупается дополнительной унификацией типоразмеров сердечников и элементов конструкций.

Таким образом, ТНЗО открывают путь к дополнительной унификации и стандартизации, что весьма злободневно для современного уровня развития техники.

После сделанных принципиальных пояснений перейдем к конкретному анализу эффективности ТНЗО, рассматривая совокупность показателей $э_i$ ($э$ и $э_\Sigma$), а также для дополнительной иллюстрации — к. п. д. и $\cos\varphi$. Данные получены на ЦВМ точным методом (§ 9.6). Роль канала в охлаждении учтена введением коэффициентов ξ в выражения для $П_к$ и $\varphi_{п\,к}$ (7.48) и табл. 5.4.

Рассмотрим в функции степени заполнения c_Δ при сохранении постоянства мощности относительные показатели эффективности $э'_i = э_i/э_{i(c_\Delta=1)}$ или равные им относительные коэффициенты неоптимальности $k'_{эi} = k_{эi}/k_{эi(c_\Delta=1)}$, где $k_{эi}$ находится по выражениям (10.6), (10.9); $э_{i(c_\Delta=1)}$, $k_{эi(c_\Delta=1)}$ — значения $э_i$, $k_{эi}$ при полном заполнении окна. Условные обозначения кривых сохранены прежними (§ 10.1), добавлено обозначение 125 для коэффициента $K_{gvц}$, для к. п. д. и $\cos\varphi$ приводятся их абсолютные изменения в пунктах (пунктирные кривые).

12.2. ТНЗО в случае сердечников оптимальной геометрии

В дальнейшем анализе геометрия выбрана оптимальной (компромиссной) по данным § 10.6, 11.1.

Условие u = const. Здесь рассмотрен БТ как наиболее показательный т. м. м. (§ 11.11). Величина $Cr_{au} = 5{,}6$

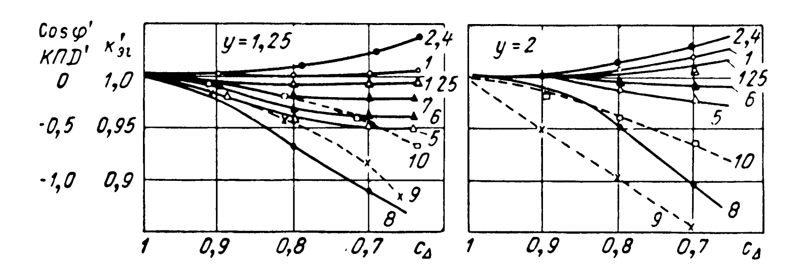


Рис. 12.2. Зависимость показателей эффективности оптимального БТ от степени заполнения окна при u = const и f = 50 *гц* (Cr_{au} = = 5,6, x = 0,6, z = 1,5).

(при типовых условиях u = 0,1, P_2 = 30 *вт*). Зависимости $k'_{эi}(c_\Delta)$ приводим на рис. 12.2 для частоты 50 *гц* и значе-

ний y, тяготеющих к обычным крайним пределам (x и z оптимальны: $x = 0{,}6$; $z = 1{,}5$). Видно, что при строго оптимальной геометрии ($y \geqslant 2$) все показатели, кроме $g_к$ и $ц$, у ТНЗО ухудшаются. Однако при вариации параметра y картина меняется и при $y = 1{,}25$ в случае оптимального заполнения увеличение объема (v) уже не имеет места, увеличение веса (g_i) незначительно ($<2\%$), а выигрыш в расходе меди ($g_к$) доходит до 10—15%. Подчеркнем, что сказанное относится и к синтезирующим весу и стоимости g_Σ и $ц_\Sigma$, учитывающим некоторое ухудшение к. п. д. и $\cos \varphi$, составляющее 0,3—1%. Групповой коэффициент неоптимальности $K_{gvц}$ несколько улучшается ($K'_{gvц} < 1$).

Таким образом, метод вариации толщины катушки $c_к$ в зоне малых значений y вполне конкурентоспособен с методом изменения толщины сердечника b, обеспечивая к тому же дополнительную унификацию. Целесообразно комбинировать метод вариации y в зоне, близкой к оптимуму, с методом вариации c_Δ при относительно малых $y \leqslant 1,25$. Особенно это можно отнести к т. м. м. наименьшей стоимости, где незначительное увеличение веса не имеет значения, а снижение $ц$ и $g_к$ — более существенно (5—15%).

Оптимальная величина $c_\Delta = c_{\Delta 0}$ составляет

$$c_{\Delta 0} \approx 0{,}7. \qquad (12.1)$$

При той же опорной геометрии и вариации параметров z показатели у ТНЗО несколько хуже и целесообразность их применения менее очевидна.

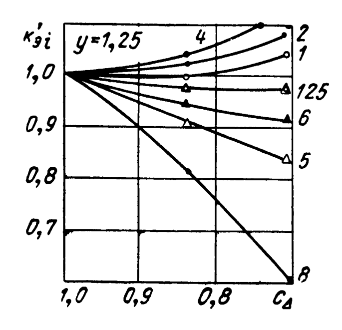
Все сказанное о т. м. м. при нормальной частоте выявляется и при повышенной частоте, но здесь отрицательные эффекты проявляются более заметно, особенно в части веса g_Σ. Это объясняется большей ролью при повышенной частоте потерь в сердечнике, которые увеличиваются из-за увеличения веса последнего.

Условие $\tau = \mathrm{const}$. В качестве характерных выбраны средние т. м. м. ($0{,}8 < Cr_{a\tau} < 3$).

Приводим для примера на рис. 12.3—12.6 для БТ, СТ и ТТ кривые $k'_{эi}(c_\Delta)$ для характерных значений варьируемых параметров y или z, ограничивающих оптимальный диапазон их изменения. Анализ показывает, что для БТ, СТ и ЗТ оптимальная величина $c_{\Delta 0}$ (условие $K_{gvц} = K_{gvц\, min}$) несколько колеблется в зависимости от геометрии и абсолютных размеров т. м. м., но при всех вариантах не отступает далеко от значения 0,65—0,75. Примем за

характерное для этих типов прежнее значение (12.1) $c_{\Delta 0} = 0{,}7$ (для ТТ значения $c_{\Delta 0}$ меньше, см. § 12.3).

Анализ результатов, часть из которых приведена на рис. 12.3—12.6, для БТ, СТ и ЗТ дает в основном те же принципиальные выводы, что и для случая $u = \text{const}$.



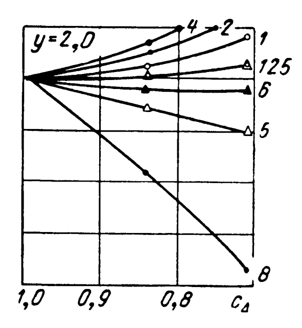
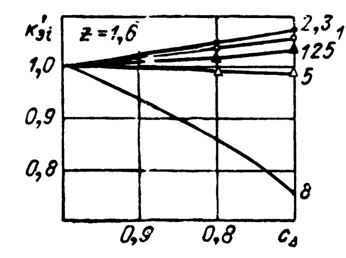


Рис. 12.3. Зависимость показателей эффективности оптимального БТ от степени заполнения окна при $\tau = \text{const}$ и $f = 50$ *гц* ($Cr_{a\tau} = 1 \div 1{,}8$, $x = 0{,}8$, $z = 1{,}6$).



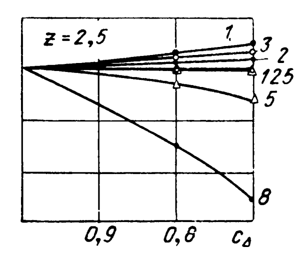


Рис. 12.4. Зависимость показателей эффективности оптимального БТ от степени заполнения окна при $\tau = \text{const}$ и $f = 400$ *гц* ($Cr_{a\tau} = 2{,}3 \div 4$, $x = 1{,}25$, $y = 2$).

Можно лишь добавить, что с увеличением размеров показатели ТНЗО заметно улучшаются и эффективность их применения возрастает (сравни кривые на рис. 12.5, *а* и 12.5 , *б*). Для ТТ наблюдается существенно больший эффект. Подробнее ТТ с неполным (оптимальным) заполнением окна рассмотрены в § 12.3.

ТНЗО при условии $\tau = \text{const}$ и специальных сердечниках. До сих пор мы брали ТНЗО на тех же предполагаемых

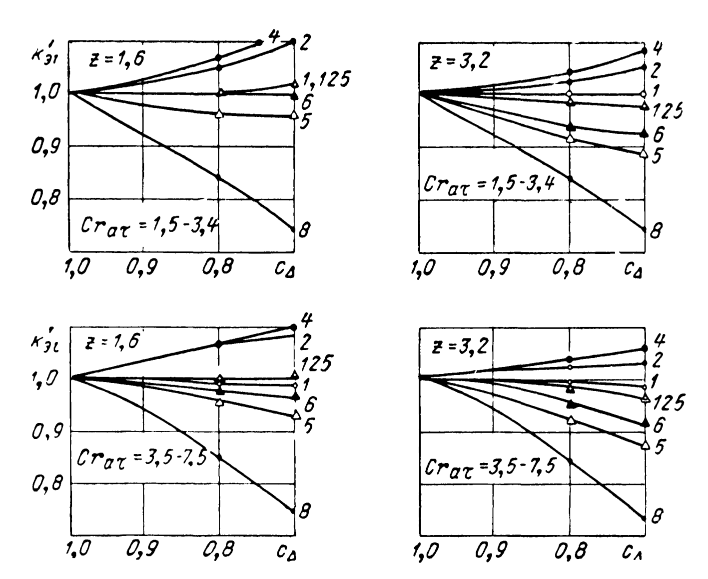


Рис. 12.5. Зависимость показателей эффективности оптимального СТ от степени заполнения окна при $\tau = \text{const}$ ($f = 50$ *гц*, $x = 1$, $y = 1,6$).

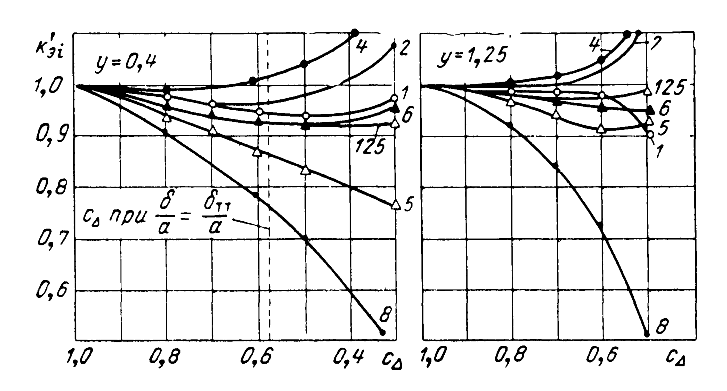


Рис. 12.6. Зависимость показателей эффективности оптимального ТТ от степени заполнения окна при $\tau = \text{const}$ ($f = 50$ *гц*, $Cr_{a\tau} = 0,6 \div 2,5$, $x = 1$).

сердечниках, что у т. м. м. с полным заполнением. Однако для ТНЗО такие сердечники не являются самыми оптимальными. Чтобы получить последние, надо несколько увеличить ширину окна x, реализуя оптимальный с точки зрения условий охлаждения канал δ в соответствии с данными § 7.7.

Если сравнить теперь ТНЗО на таких специальных, оптимальных для них сердечниках с оптимальными т. м. м.

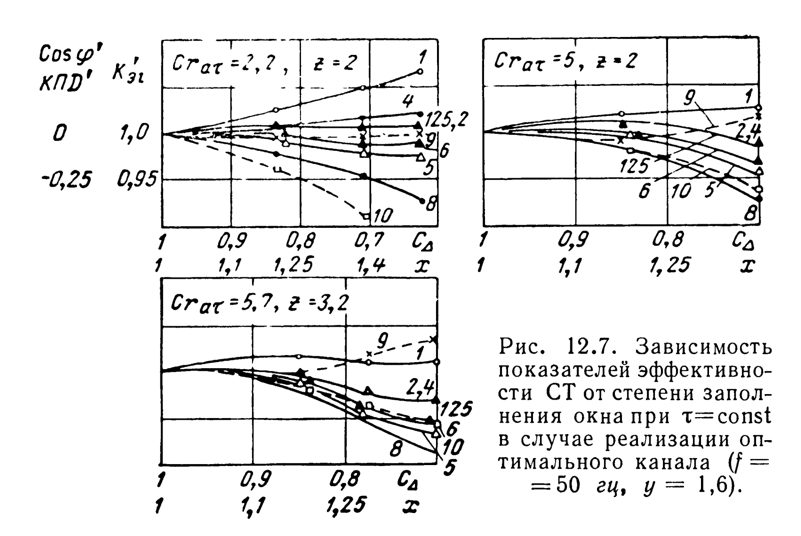


Рис. 12.7. Зависимость показателей эффективности СТ от степени заполнения окна при $\tau=\text{const}$ в случае реализации оптимального канала ($f = 50$ *гц*, $y = 1{,}6$).

при полном заполнении окна, то выводы окажутся несколько иными. Для средних и больших т. м. м. как при нормальной, так и при повышенной частоте ТНЗО обеспечивают некоторое снижение расхода меди и стоимости без превышения группового показателя неоптимальности $K_{gvц}$. Показатели g, g_{Σ}, $ц_{\Sigma}$ могут сохраниться либо измениться в ту или другую сторону в зависимости от размеров и величин $ц_{р}$, $g_{гу}$, $g_{т}$, определяющих присоединенные вес и стоимость. Объем v практически сохраняется или незначительно возрастает (также в зависимости от размеров). Для малых т. м. м. ($a \leqslant 2$ *см*) возрастание объема значительно, и использование подобного приема нецелесообразно.

Иллюстрируем сказанное кривыми $k'_{эi}$ (c_{Δ}) для СТ нормальной частоты при изменении параметра x, обеспечивающем получение оптимальной геометрии ТНЗО (рис. 12.7). В табл. 12.1 приводим аналогичные данные, полученные

Результаты экспериментального сравнения СТ оптимальной в него канала δ

Заполнение окна	Типоразмер		Вес, *г*			Режим, *вт*			Перегрев, *град* **			
	ПЛ$a \times b \times h$	x	$G_с$	$G_к$ *	G	P_2	$p_с$	$p_к$	$\tau_г$	$\tau_{12с}$	$\tau_{12н}$	$\tau_п$
Полное	ПЛ25 × 40 × 65	0,88	1790	692	2482	200	4,5	20,5	65,8	70,3	64,5	59,0
Неполное		1,28	1930		2622	215	4,9	23,3	66,4	70,1	64,8	59,2

* В сравниваемых образцах использованы одни и те же катушки.

** $\tau_{12с}$ — перегрев в середине катушки, $\tau_{12н}$ — внизу, $\tau_{пδ}$ — на поверхности, са бифилярных обмоток, как обычно (П4), датчики $\tau_п$ и $\tau_{пδ}$ — локальные пластинки

экспериментально. (Конструкция и способ изготовления опытных СТ — типовые в соответствии с приложением 4). Результаты эксперимента приведены для СТ оптимальной геометрии с полным заполнением и его эквивалента оптимальной геометрии при неполном заполнении окна. Эксперимент подтверждает теоретические выводы.

12.3. Степень заполнения окна и оптимальная геометрия ТТ (условие $\tau = \mathrm{const}$)

Считается, что неизбежное наличие внутреннего отверстия (окна) у ТТ является его принципиальным недостатком. Усилия конструкторов и технологов неизменно направлены на то, чтобы изыскать возможности уменьшения этого окна. Получаемые результаты для ТНЗО, проектируемых при условии $\tau = \mathrm{const}$, приводят, однако, к иным оценкам. Из § 12.2 (рис. 12.6) видно, что, в отличие от других типов т. м. м., даже при оптимальной геометрии уменьшение степени заполнения окна c_Δ (до определенных пределов) приводит у ТТ к весьма существенному улучшению показателей $g_к$, *ц* без заметного увеличения g, g_Σ или v и даже при улучшении этих показателей, причем это относится к т. м. м. и нормальной, и повышенной частоты.

Если по выражению (5.65) сопоставить величину δ/a, обязательную из условий необходимого технологического окна $\delta_{ТТ}$, с этой же величиной, соответствующей оптимальным

Таблица 12.1

геометрии при полном заполнении окна и при введении (критичен перегрев)

$\tau_{пб}$	Показатели трансформаторов									
	$K'_{gvц}$	v, $см^3/вт$	g, $г/вт$	g_Σ, $г/вт$	$ц$, $коп/вт$	$ц_{\Sigma 1}$, $коп/вт$	$ц_{\Sigma 2}$, $коп/вт$	$g_к$, $г/вт$	η, %	$\cos\varphi$
69,8	1	3,81	12,4	15,5	1,36	2,27	3,02	3,45	88,9	0,985
60,1	0,99	3,91	12,1	15,5	1,30	2,24	3,01	3,22	88,4	0,985

выходящей в канал, в остальном — по П4; датчики перегревов $\tau_г$, τ_{12} — узкие поя-местного размещения.

c_Δ, то окажется, что первая не больше второй. Получается, что наличие окна δ не только не является бедой ТТ, но это окно желательно, и желательно его дальнейшее искусственное увеличение. Физически это можно оъяснить двумя факторами: уменьшением толщины катушки и коэффициента внутреннего перепада температуры Γ, значительного у ТТ (см. § 7.5); и в некоторой (меньшей) степени увеличением эффективной поверхности охлаждения катушки (этот фактор проявляется полностью только при соответствующем расположении ТТ). Таким образом, снова подтверждается, что для ТТ внутренний перепад температур оказывает глубокое влияние на выбор оптимальной геометрии и является принципиальным фактором. Очевидно, что у непропитанных ТТ оптимальная степень заполнения окна меньше, чем у пропитанных.

Может возникнуть вопрос, не являются ли подобные результаты для ТТ следствием заведомо предусмотренного в расчетах (и значительного!) окна δ по выражению (5.57) или (5.65). Не получится ли, что для оптимальной геометрии, определенной в гипотетическом условии $\delta = 0$, вариант $c_\Delta = 1$ будет всегда наилучшим? ЦВМ, на усмотрение которой были переданы эти вопросы, дала на них отрицательные ответы. Лишь для малых ТТ нормальной частоты и только показатели v и $э_{\Sigma 2}$ оказались при этом условии несколько лучше. Остальные показатели для всех ТТ, и даже показатели v и $g_{\Sigma 2}$ при повышенной частоте,

а при увеличении размеров ТТ и при нормальной частоте, лучше при наличии канала δ и соответствующей геометрии.

Приводим в подтверждение сказанного полученные на ЦВМ кривые зависимости $э_i$ от параметров геометрии x

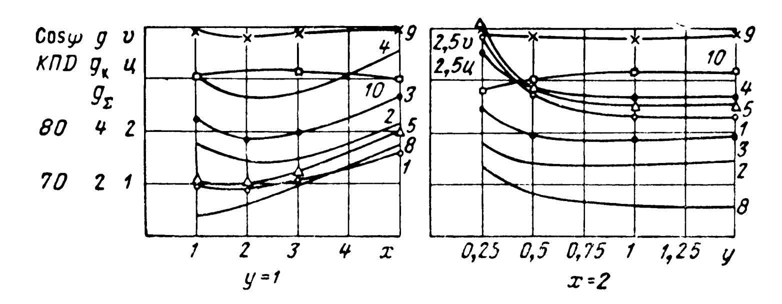


Рис. 12.8. Зависимость показателей эффективности ТТ от параметров геометрии при $\tau = \mathrm{const}$ для идеализированного условия $\delta = 0$ ($f = 400$ *гц*, $P_2 = 30$ *ва*, $Cr_{a\tau} = 0{,}51$).

и y для малого ТТ ($Cr_{a\tau} \approx 0{,}5$) при условии $\delta = 0$ и повышенной частоте (рис. 12.8). Оптимальные показатели $э_i$ при $\delta = 0$ для нескольких характерных случаев ТТ приведены в табл. 12.2 (сравни с аналогичными показа-

Таблица 12.2

Показатели эффективности ТТ при оптимальной (компромиссной) геометрии и гипотетическом условии $\delta = 0$ ($\tau = \mathrm{const}$)

Частота, *гц*	Критерий $Cr_{a\tau}$ при мощности P_2	Геометрия		v,	g,	$g_{\Sigma 1}$,	$g_{\Sigma 2}$,	g_k,	$ц$,	$ц_{\Sigma 1}$,	$ц_{\Sigma 2}$,
		x	y	*см³/ва*	*г/ва*				*коп/ва*		
400	15,6 при 1000 *ва*	0,7	0,5	1,52	4,91	5,29	5,57	1,6	1,62	—	—
	0,51 при 30 *ва*	1,9	0,8	0,94	2,79	3,75	5,4	1,2	1,01	—	—
50	0,44 при 30 *ва*	1,7	2	3,95	14,6	—	19,4	4,4	1,75	3,01	4,21

Примечание. При типовых условиях показатели соответствуют перегреву $\tau_м = 50$ *град*.

телями при наличии окна δ по (5.57) в табл. 11.8). Таким образом, подтверждается вывод, что для ТТ наиболее оптимальным будет ТТ с искусственно увеличенным окном δ против требуемого технологическими условиями.

Оптимальные величины $c_\Delta = c_{\Delta 0}$ выражаются цифрами

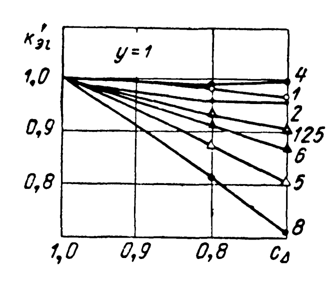
$$c_{\Delta 0} = 0{,}4 \div 0{,}65. \qquad (12.2)$$

На основании сказанного для ТТ можно рекомендовать широкое применение ТНЗО и вариацию мощности для группы сердечников ряда путем вариации толщины катушки $c_к$ (степени c_Δ). Естественно, что для тех ТТ, у которых тепловой режим совершенно несуществен, максимально возможное заполнение окна всегда приведет к лучшим показателям эффективности.

12.4. ТНЗО в случае унифицированных сердечников по действующим нормалям

Для унифицированных сердечников по действующим нормалям в большинстве случаев применение ТНЗО приносит особенно большой эффект. Рассмотрим наиболее распространенные ряды наименьшего веса по нормалям НО.666.000 (Ш), НПО.666.001 (ШЛ, ПЛ, ОЛ) и НО.666.003 (ТЛ). Зависимости $k'_{эi}(c_\Delta)$, аналогичные приведенным в § 12.2, помещаем на рис. 12.9—12.13 для всех типов т. м. м.— БТ, СТ, ТТ и ЗТ. Видим, что негативные стороны ТНЗО практически уже незаметны, а эффект от их применения намного вырос. Целесообразность использования ТНЗО в этих случаях не вызывает сомнений. Все данные приведены для условия $\tau = \text{const}$. Практически те же результаты сохраняются и при условии $u = \text{const}$ для наиболее интересных здесь типов т. м. м.— БТ и ТТ.

При практической реализации ТНЗО реальный выигрыш будет еще выше. Пока мы сравнивали варианты при неизменной геометрии сердечника (x, y, $z = \text{const}$) и постоянной мощности P_2, т. е. в анализе и расчетах автоматически осуществляли изменение базисного размера a при изменении величины c_Δв проведенном обобщенном анализе. Практически же при вариации, например, параметра y и при условии $a = \text{const}$, $x = \text{const}$, $z = \text{const}$ для сохранения $P_2 = \text{const}$ необходимо при уменьшении c_Δ выбрать сердечник с бóльшим значением y, чем при $c_\Delta = 1$. Поэтому



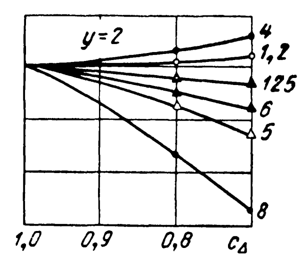
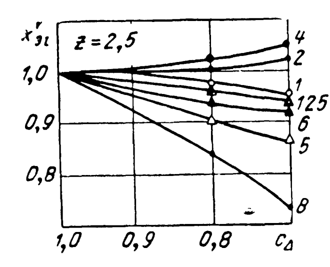


Рис. 12.9. О влиянии степени заполнения окна на показатели эффективности БТ при унифицированных сердечниках Ш и ШЛ (τ = const, f = 50 *гц*, $Cr_{a\tau} = 0{,}7 \div 1{,}4$, $x = 1$, $z = 2{,}5$).



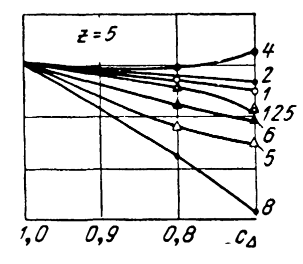
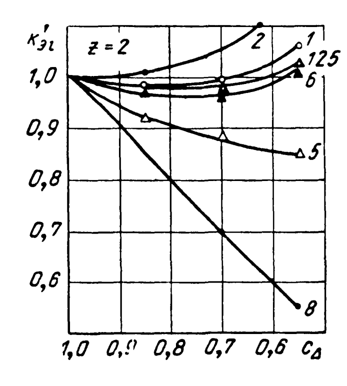


Рис. 12.10. О влиянии степени заполнения окна на показатели эффективности СТ при унифицированных сердечниках ПЛ (τ = const, f = 50 *гц*, $Cr_{a\tau} = 2 \div 4{,}1$, $x = 1{,}6$, $y = 2$).



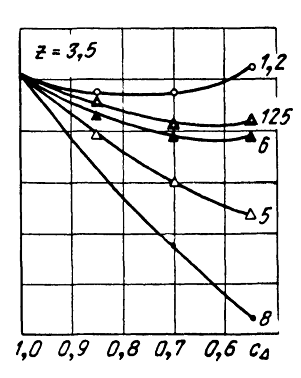


Рис. 12.11. О влиянии степени заполнения окна на показатели эффективности ЗТ при унифицированных сердечниках ТЛ (τ = const, f = 50 *гц*, $Cr_{a\tau} = 0{,}1 \div 0{,}3$, $x = 2$, $y = 1{,}6$).

надо сравнить между собой коэффициенты неоптимальности $k_{эi}$ (или показатели $э_i$) для двух условий: $y = y_i$, $c_\Delta = 1$ и $y = k_{\zeta ш}\ y_i$, $c_\Delta = c_{\Delta 0}$. Так, при обычном шаге

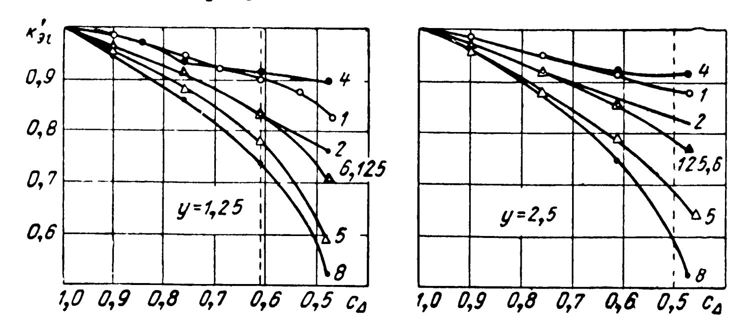


Рис. 12.12. О влиянии степени заполнения окна на показатели эффективности ТТ при унифицированных сердечниках ОЛ и $f = 50$ *гц* ($\tau = \text{const}$, $Cr_{a\tau} = 0{,}5 \div 1$, $x = 3{,}2$):

— — — — c_Δ при $\delta/a = \delta_{TT}/a$ по (5 65)

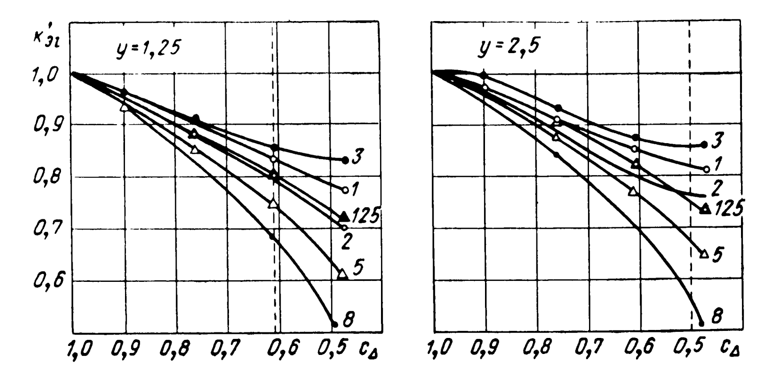


Рис. 12.13. О влиянии степени заполнения окна на показатели эффективности ТТ при унифицированных сердечниках ОЛ и $f = 400$ *гц* ($\tau = \text{const}$, $Cr_{a\tau} = 2{,}2 \div 3{,}5$, $x = 3{,}2$):

— — — — c_Δ при $\delta/a = \delta_{TT}/a$ по (5.65)

$k_{\zeta ш} = 1{,}25$ сравнению подлежат показатели при $y = 1$, $c_\Delta = 1$ и при $y = 1{,}25$, $c_\Delta < 1$; $y = 1{,}25$, $c_\Delta = 1$ и $y = 1{,}6$, $c_\Delta < 1$ и т. д. Аналогично поступать при вариации параметра z (уменьшая c_Δ, следует увеличивать z).

Результаты такого сравнения приводим для всех типов т. м. м. нормальной частоты в табл. 12.3. Видно, что сохраняя практически прежними вес и объем трансформа-

Таблица 12.3

Значения относительных показателей эффективности ТНЗО с нормализованными сердечниками наименьшего веса при вариации y и z

Показатель эффективности $э'_i$	БТ, табл. П14.1 $x=1$, $z=2,5$			ТТ, табл. П14.3, $x=3,2$					СТ, табл. П14.2, $x=1,6$, $z=2$			ЗТ, табл. П14.4, $x=2$, $y=1,6$		
				вариант I		вариант II								
	y			y					z			z		
	1,25	1,6	2,0	1,25—2	2,5	1,6	2,0	2,5	3,2	4,0	5,0	2,6	3,1	3,5
$K'_{gvц}$	0,87	0,9	0,94	0,84	0,83	0,79	0,87	0,91	0,95	0,94	0,93	0,94	0,93	0,92
v'	0,92	0,93	0,96	0,9	0,9	0,85	0,92	0,95	0,93	0,94	0,95	0,93	0,93	0,93
g'	0,95	0,99	1,03	0,85	0,85	0,86	0,94	0,97	1,01	1,0	0,99	1,0	0,98	0,97
$g'_{\Sigma 2}$	0,98	1,0	1,05	0,91	0,91	0,91	0,97	0,99	1,03	1,02	1,01	1,02	1,01	1,01
$ц'$	0,77	0,8	0,84	0,76	0,75	0,68	0,78	0,83	0,9	0,88	0,87	0,88	0,87	0,86
$ц'_{\Sigma 1}$	0,82	0,84	0,88	0,82	0,81	0,75	0,84	0,88	0,93	0,92	0,9	0,94	0,92	0,92
$g'_к$	0,65	0,65	0,68	0,71	0,68	0,57	0,67	0,73	0,81	0,79	0,78	0,77	0,77	0,77
η'	0	—0,2	—0,4	—1,9	—2,1	—1,1	—0,6	—0,6	—0,5	—0,8	—0,9	—1,4	—1,3	—1,2
$\cos\varphi'$	—2,0	—2,1	—2,3	0	0	—0,3	—0,2	—0,2	—0,4	—0,5	—0,4	—1,3	—1,1	—1,0

Примечания: 1. Значения размерных критериев составляют: $Cr_{a\tau}=0,3\div 4,1$ ($f=50$ *гц*).

2. У ЗТ переходы осуществлены через один типоразмер сердечника (§ 12.5).

3. Для ТТ вариант I — переход от теоретически полного заполнения ($\delta=0$) к практически полному [δ — по выражению (5.65)]; вариант II — переход от практически полного заполнения к дальнейшему уменьшению величины c_Δ при условии $P_2=\text{const}$.

тора, получаем значительный выигрыш в стоимости материалов и расходе меди (от 10 до 40%). Незначительное

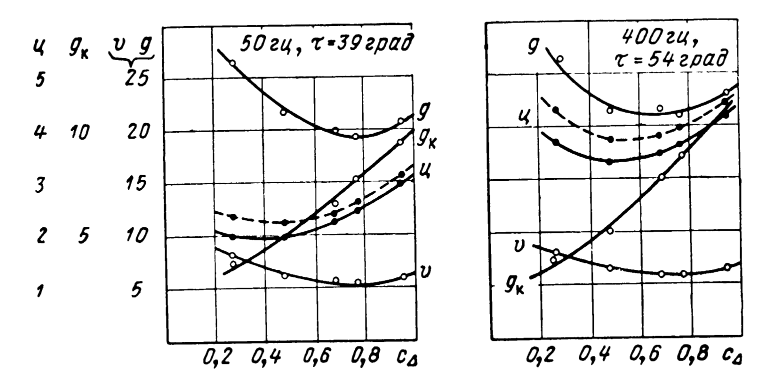


Рис. 12.14. Зависимость показателей эффективности БТ от степени заполнения окна (эксперимент). Сердечник Ш25Х32, $V_с/V_к = 0{,}5$. (Все масштабы величин $Э_i$ при $f = 400$ *гц* увеличены в 5 раз по сравнению со случаем $f = 50$ *гц*):

——— при стали Э42, Э44, — — — при стали Э320.

снижение к. п. д. и cos φ несущественно, поскольку приведенные результаты охватывают и синтезирующие пока-

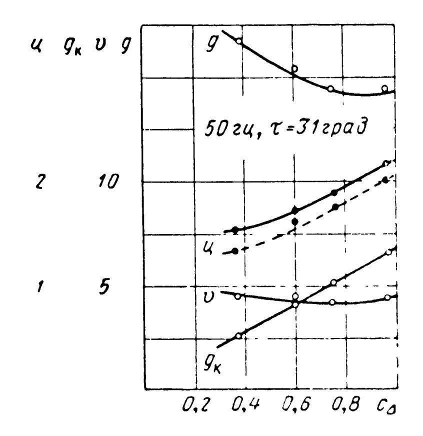


Рис. 12.15. Зависимость показателей эффективности СТ от степени заполнения окна (эксперимент). Сердечник ПЛ25×50×65, $V_с/V_к = 0{,}7$:

——— при стали Э320,
— — — при стали Э42.

затели $g_Σ$, $ц_Σ$, учитывающие роль этих факторов. При повышенной частоте эффект несколько снижается.

На рис. 12.14, 12.15 приведены результаты эксперимента для БТ и СТ, подтверждающие приведенные данные

Можно показать, что применение ТНЗО дает эффект и для других унифицированных рядов сердечников (§ 12.5), особенно с учетом примечания на стр. 447.

12.5. Некоторые практические рекомендации

Общие рекомендации. Как ясно из данных § 12.1—12.3, метод неполного (оптимального) заполнения окна можно с определенным эффектом использовать при разработке рядов сердечников с целью их максимальной унификации и получения дополнительной экономии проводникового материала. В § 12.4 показано, какой большой эффект дает применение этого метода при использовании унифицированных рядов сердечников по действующим нормалям. Рассмотрим подробнее последний случай чисто практически для варианта предельной мощности сердечника (о ее недоиспользовании в свете примечания на стр. 447 — см. § 14.6, 14.7).

В целях большей доходчивости изложения будем отталкиваться от обычного варианта т. м. м. с полным заполнением, представляя себе, что от такого обычного т. м. м. мы переходим к ТНЗО, сохраняя прежние мощность и другие выходные данные т. м. м. Покажем, что и как надо изменить, переходя к ТНЗО. Приводимые в этом плане данные вытекают из проведенного общего анализа вопроса, как теоретического, так и экспериментального.

Переход к ТНЗО *всегда* сопровождается следующими общими обстоятельствами: увеличиваются типоразмер сердечника, его вес ($G_с \doteqdot k_{\zeta ш}$), уменьшаются объем $V_к$ и вес проводникового материала (меди) $G_к$ и средняя длина витка ватушки l_w, увеличивается суммарная эффективная поверхность охлаждения трансформатора, индукция B сохраняется постоянной, намагничивающий ток i_0 и потери $p_с$ несколько увеличиваются ($p_с \doteqdot i_0 \doteqdot G_с$). Потери $p_к$ либо остаются постоянными, либо могут быть несколько увеличены (при сохранении условия $\tau = \text{const}$). Последнее обстоятельство при отмеченном выше снижении величин $V_к \doteqdot G_к$ и l_w позволяет по формуле (5.35) увеличить плотность тока j, т. е. уменьшить сечения проводов всех обмоток q_i.

Дальнейшее различно для разных случаев перехода к ТНЗО — при сохранении сечения сердечника $s_с$ или

при его увеличении. При сохранении сечения сердечника s_c практически прежними сохраняются и числа витков обмоток w_i. Сопротивления обмоток несколько возрастают. Поэтому данный случай при условии $u = \text{const}$ не осуществим, а осуществим только для условия $\tau = \text{const}$. Этот случай имеет место при переходах к ТНЗО внутри группы сердечников, построенных с вариацией высоты окна z (ряды ПЛ, ТЛ).

Во втором случае при увеличении сечения s_c в обратной пропорции уменьшаются числа витков w_i, что позволяет дополнительно уменьшить сечения q_i и общий вес $G_к$. Сопротивления обмоток практически сохраняются постоянными. Поэтому данный случай осуществим и при условии $u = \text{const}$. Этот случай имеет место при переходах внутри группы сердечников, построенных с вариацией толщины сердечника y (ряды Ш, УШ, ШЛ, ШЛМ, ОЛ). Этот случай имеет место также при переходах от «высоких» сердечников данной группы ряда к «низким» сердечникам следующей группы у рядов с вариацией высоты окна ПЛ и ТЛ. Наконец, он имеет место, когда от одного ряда сердечников (ПЛР по табл. П14.8) переходят совсем к другому ряду (ПЛ по табл. П14.2) при увеличении сечения s_c (см. ниже в данном параграфе).

Рекомендации для конкретных рядов сердечников. Проектирование ТНЗО на выбранных сердечниках ведется обычным образом с учетом специфических соотношений (12.1) и (12.2) и рассмотрено при изложении расчета т. м. м. (гл. 14). Здесь же для пояснения покажем механизм перехода от обычных т. м. м. к ТНЗО при использовании конкретных рядов сердечников, проиллюстрировав практически получаемый эффект. Начнем с *рядов наименьшего веса с вариацией толщины сердечника y.* Это ряды сердечников Ш, ШЛ, ШЛМ, ОЛ. Ограничиваем номенклатуру сердечников рядов, оставляя только типоразмеры с параметрами $y = 1{,}25 \div 2$. Т. м. м., которые при полном заполнении окна проектировались на сердечниках с параметрами $y = 0{,}6 \div 1{,}6$, теперь проектируются на оставленных сердечниках данной группы ряда с соответственно большими значениями y (для ряда Ш иногда также переходим к предыдущей или следующей группе ряда). Например, при полном заполнении трансформатор выполнялся на сердечнике с параметром $y = 1{,}25$. Тот же трансформатор с неполным заполнением выполним на сердечнике

с параметром $y = 1{,}6$ и т. д. Подробно система перехода к ТНЗО объясняется схемой на рис. 12.16.

Пунктиром обозначены переходы, осуществляемые с уменьшением коэффициента заполнения $k_{ок}$, сплошной линией — с сохранением полного заполнения окна медью. В случаях, где указано два варианта перехода, переход

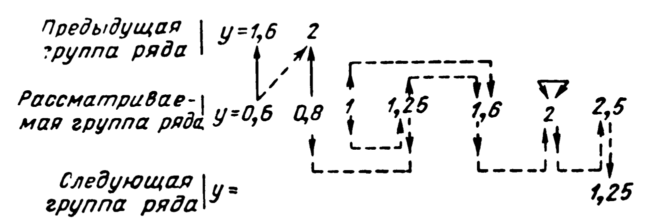


Рис. 12.16. Схемы переходов в группе ряда сердечников Ш(ШЛ).

с понижением величины $k_{ок}$ обеспечивает меньшую стоимость при незначительно увеличенных весе и габаритах по сравнению с переходом при полном заполнении окна.

Если вес трансформатора интереса не представляет, то рационален переход к сердечнику с толщиной $y = 2$ ($y = 1{,}6$) для большинства типоразмеров.

Для наиболее распространенных сердечников с параметрами $1 \leqslant y \leqslant 2$ рядов Ш и ШЛ конкретные переходы показаны в табл. 12.4. Там же показано, как изменяются у ТНЗО параметры a, $s_с$, w, q, i_0, $k_{ок}$, $G_к$, $G_с$, G, V, $Ц$, $p_с$, $p_к$. В таблице приведены относительные значения этих параметров по сравнению с исходным трансформатором, имеющим полное заполнение окна. Обозначения параметров для ТНЗО снабжены штрихом.

Если в тех или иных практических случаях исходная величиина $k_{ок}$ меньше типовой (0,3), вес и стоимость G', $Ц'$ несколько увеличатся против приведенных в табл. 12.4, если больше — уменьшатся. При большом количестве изоляции в катушках (высокое напряжение, большое число обмоток) величины q' следует несколько увеличивать против табличных. Соответственно увеличатся значения $G'_к$, G', $Ц'$ и уменьшатся $p'_к$. Заметим, что при оценке полного веса реальных конструкций следует учесть изменение веса изоляции и конструктивных элементов, хотя это и незначительно сказывается на величине G'.

В табл. 12.4 (5 нижних строк) приведены данные и *для рядов с вариацией высоты окна z* на примере СТ (сердечники ПЛ по табл. П14.2). Для рядов с такой вариацией размеров, к которым относится также ряд ТЛ по табл. П14.4 для 3Т, ТНЗО проектируют на сердечниках с увеличенной высотой окна по сравнению с трансформаторами, в которых окно полностью занято катушками. Для СТ возможен переход к соседнему по высоте типоразмеру и через один типоразмер, для 3Т в пределах данной группы эффективен

Таблица 12.4

Данные для т. м. м. наименьшего веса с сердечниками Ш, ШЛ и ПЛ

Тип т. м. м. и параметр ζ	a' и ζ (y или z)			Данные для пересчета			Показатели ТНЗО						
	1	ТНЗО											
	ζ при $a'=1$	ζ	a'	w'	q'	s'_c	c_Δ	$G'_к$	G'_c p'_c i'_0	G'	V'	$p'_к$	Ц′
БТ, $\zeta=y$	1	1,25	1	0,8	0,74	1,25	0,59	0,55	1,25	0,95	0,91	1	0,74
	1,25	1,6	1	0,8	0,78	1,25	0,62	0,61	1,25	1,01	0,96	1	0,79
	1,6	2	1	0,8	0,82	1,25	0,65	0,66	1,25	1,03	1	1	0,84
СТ, $\zeta=z$	2,5	3,2	1	1	0,88	1	0,71	0,82	1,12	1	1	1,08	0,91
	3,2	4	1	1	0,84	1	0,67	0,81	1,12	0,99	1	1,09	0,89
	4	5	1	1	0,8	1	0,64	0,8	1,12	0,97	1	1,1	0,87
	4	2,5	1,25	0,64	0,74	1,56	0,48	0,47	1,6	1,05	1	1	0,75
	5	2,5	1,25	0,64	0,82	1,56	0,66	0,55	1,4	0,97	1	1	0,75

Примечания: 1. Графа 1 соответствует исходному трансформатору с полным заполнением окна.

2. Вес G и стоимость *Ц* даны для случая медных проводов марки ПЭВ и стали марки Э320 (0,35 *мм*) при типовых условиях $\kappa_c = 0{,}9$ и $\kappa_{ок} = 0{,}3$ (для исходного трансформатора с полным заполнением окна). Учтено некоторое удорожание проводов у ТНЗО из-за уменьшения их диаметров.

3. Эффективность ТНЗО с сердечниками ОЛ и ТЛ выше, а с сердечниками ШЛМ, ПЛМ — ниже, чем следует из данных таблицы.

и более широкий переход. Трансформаторы, проектируемые обычно на самых высоких сердечниках группы ($z \geqslant 3,5$), могут переводиться на первые или вторые по высоте сердечники следующей группы ряда с большей шириной стержня a ($z = 2,5$ или $3,2$ для СТ, $z = 2$ или $2,4$ для ЗТ). В итоге в каждой группе ряда можно оставить всего 2—3 сердечника, намного повысив степень унификации. Достигаемый при переходе к ТНЗО эффект виден из табл. 12.4. Сохраняют силу все замечания, сделанные выше о роли конкретных параметров проектируемых трансформаторов.

Примеры перехода к ТНЗО *для БТ и СТ наименьшего веса.*

1. Требуется рассчитать ТНЗО на сердечнике типа Ш (БТ) при перегреве $\tau_м = 50$ *град* и мощности $P_2 = 67$ *вт* с двумя вторичными обмотками на токи $I_2 = 0,06$ *а*, $I_3 = 0,078$ *а* и напряжения $U_2 = 600$ *в*, $U_3 = 410$ *в* ($U_1 = 220$ *в*). Провод ПЭВ, сталь Э42 (0,35 *мм*), частота $f = 50$ *гц*. При полном заполнении окна для такого трансформатора нужен сердечник Ш 20×32 ($y = 1,6$) при индукции $B = 1,25$ *тл*, средней плотности тока $j = 3,5$ *а/мм²*. Основные параметры обмоток такого т. м. м. приводим в табл. 12.5. Там же даны результирующие показатели.

Для ТНЗО согласно табл. 12.4 выбираем больший типоразмер Ш 20×40 ($y = 2$) и уменьшаем числа витков и сечения проводов примерно на 20% (соответственно увеличиваем плотность тока до $1,2\cdot3,5 = 4,2$ *а/мм²*). Все получаемые данные для ТНЗО также занесены в табл. 12.5, из которой можно сделать все необходимые выводы.

2. Требуется рассчитать ТНЗО на сердечнике типа ПЛ(СТ) при следующих данных: $\tau_м = 45$ *град*, $P_2 = 180$ *вт*, $U_1 = 220$ *в*, $U_2 = 650$ *в*, $I_2 = 0,28$ *а*. Провод ПЭВ, сталь Э320 (0,35 *мм*), $f = 50$ *гц*. При полном заполнении окна нужен сердечник ПЛ $20\times40\times60$ ($z = 3$), $B = 1,6$ *тл*, $j = 2,5$ *а/мм²*. Все конструктивные данные — в табл. 12.5. Для ТНЗО по табл. 12.4 берем следующий сердечник: ПЛ$20\times40\times80$ ($z = 4$), $j = 1,16\cdot2,5 = 3$ *а/мм²*, числа витков и сечения проводов прежние. Все получаемые данные сведены также в табл. 12.5, откуда виден достигаемый эффект.

Перейдем теперь к рядам наименьшей стоимости. Для ряда УШ по табл. П14.9 принципиально остается в силе все сказанное для ряда Ш наименьшего веса (выше), но оставляются только сердечники с параметрами $y \geqslant 1,5$. Переход осуществляется в пределах группы. Расход меди и стоимость при этом снижаются, общий вес несколько возрастает. Однако, как показал анализ, можно сохранить и вес. Для этого надо вообще отказаться от ряда УШ и перейти к ряду Ш (табл. П14.10), осуществив ТНЗО. Эквивалентный типоразмер надо выбрать так, чтобы осуществить у ТНЗО условие (12.1) $c_{\Delta 0} = 0,7$.

То же относится и к ряду ленточных сердечников ПЛР. Выбрав соответствующий эквивалентный сердечник из ряда наименьшего веса ПЛ и осуществив ТНЗО, получаем снижение стоимости и расхода меди при сохранении общего веса и объема трансформатора. Как выбрать эквивалентный сердечник и какие относительные показатели имеют такие СТ наименьшей стоимости, показано в табл. 12.6, построенной аналогично табл. 12.4, но с добавлением стоимости $Ц_\Sigma$ и принятием провода марки ПЭЛ вместо ПЭВ.

Таблица 12.5

Сравнительные данные конкретных т. м. м. с полным и неполным заполнением окна на сердечниках Ш и ПЛ (к примерам расчета)

Вид т. м. м.		Сердечник	Параметры трансформаторов													
			канал δ, *мм*	w_1	w_2	w_3	$\varnothing_1$	$\varnothing_2$	$\varnothing_3$	$G_к$	$G_с$	G	V	$Ц$	Σ_p	I_1
							мм			*г*			*см*³	руб	*вт*	*а*
БТ	С полным заполнением	20×32	<1	1280	3820	2620	0,35	0,16	0,18	410	775	1185	404	0,73	10,1	0,364
	ТНЗО	20×40	6	1025	3060	2100	0,33	0,14	0,16	270	965	1235	386	0,59	10,7	0,370
СТ	С полным заполнением	20×40×60	<1	780	2460	—	0,69	0,38	—	950	1400	2350	750	1,74	16,1	0,918
	ТНЗО	20×40×80	16	760	2460	—	0,64	0,35	—	745	1600	2345	743	1,54	17,7	0,926

Таблица 12.6

Данные для т. м. м. наименьшей стоимости с сердечниками ПЛ

Исходный т. м. м.	Эквивалентный ТНЗО	Мощность P_2, *вт*	Данные для пересчета			Показатели ТНЗО							
Типоразмер по НО.666.004 (табл. П14.8 при полном заполнении)	Типоразмер по НПО.666.001, табл. П14.2		w'	q'	$s'_с$	c_Δ	$G'_к$	$G'_с$ $p'_с$ i'_0	G'	V'	$p'_к$	$Ц'$	$Ц'_{\Sigma 1}$
ПЛ25 × 40 × 100	ПЛ25 × 50 × 65	200	0,8	0,91	1,25	0,78	0,88	1,08	1,01	1	1	0,97	0,98
ПЛ21 × 40 × 85	ПЛ20 × 40 × 100	160	1,05	0,86	0,95	0,6	0,87	1,09	1,01	1,15	1,1	0,97	1
ПЛ21 × 36 × 85	ПЛ20 × 40 × 80	130	0,94	0,81	1,06	0,63	0,8	1,06	0,98	0,89	1,03	0,92	0,94
ПЛ16 × 32 × 60	ПЛ16 × 32 × 50	50	1	0,86	1	0,74	0,85	0,99	0,96	0,94	1,05	0,94	0,96

Таким образом, метод неполного заполнения окна позволяет отказаться от существующих ныне специальных рядов наименьшей стоимости УШ и ПЛР, возложив их функции без какого-либо ущерба на соответствующие ряды наименьшего веса, и получить тем самым большой эффект от подобной унификации.

12.6. Итоговая оценка метода неполного заполнения окна

Вопрос о ТНЗО имеет два аспекта: показатели эффективности $э_i$ как таковые и соображения унификации.

В первом аспекте для БТ, СТ, ЗТ необходимо выделять два случая — т. м. м. оптимальной геометрии и т. м. м. на сердечниках по действующим нормалям. В первом случае применение ТНЗО дает некоторый эффект по совокупной оценке всех показателей (исключая условие $u = \text{const}$), однако этот эффект невелик. Во втором случае совокупный эффект значителен, особенно в части экономии меди и снижения стоимости т. м. м. Для ТТ эффект значителен в обоих случаях. Относительные показатели ТНЗО улучшаются при увеличении размеров, а для т. м. м. нормальной частоты они лучше, чем при повышенной. Учет веса элементов конструкции несколько увеличивает показатели g'_i и G' у малых т. м. м. по сравнению с приводившимися в § 12.2—12.5 (в пределах 1—3%).

Дополнительным преимуществом ТНЗО является более равномерное температурное поле в катушке, чем у т. м. м. с полным заполнением (см., например, табл. 12.1, где приведены результаты измерения перегрева в разных сечениях катушки и в нескольких поясах по ее высоте). У ЗТ введение каналов несколько уравнивает температурные условия всех катушек, из которых обычно средняя наиболее перегрета (§ 7.9).

Во втором аспекте метод неполного заполнения окна представляет собой простое и гибкое средство приближения к оптимальным показателям эффективности при построении унифицированных рядов сердечников, а также унификации рядов сердечников, предназначенных для разных условий проектирования т. м. м. (т. е. создания наиболее оптимальных рядов компромиссной геометрии). Например, на тех или иных сердечниках компромиссной геометрии т. м. м. повышенной частоты можно выполнить с полным заполнением, т. м. м. нормальной частоты —

с неполным и т. д. Естественно, однако, что при такой унификации идеальные (теоретически минимальные) показатели эффективности в полной мере не реализуются.

При вариации одного из параметров геометрии в группе дополнение обычных методов методом вариации размеров катушки (вариации степени заполнения окна c_{Δ}) позволяет сократить число типоразмеров сердечников и элементов конструкции практически без ухудшения показателей т. м. м. Использование ТНЗО тем целесообразнее, чем больше диапазон вариации параметров геометрии ζ (чем больше степень унификации внутри ряда).

В настоящее время большое значение приобретают блочные и модульные методы конструирования аппаратуры, когда важно сохранение наибольшего числа размеров конструкции элементов. Метод неполного заполнения окна как расширяющий возможности унификации может оказаться полезным также в этом отношении. Отметим, что метод неполного заполнения окна полезен не только для т. м. м. , но и для других магнитных элементов (дросселей фильтров, магнитных усилителей и т. д.) и может быть использован для унификации сердечников этих разных групп элементов.

Окончательное решение об использовании метода неполного заполнения окна при построении рядов сердечников следует принимать по совокупности всех соображений — как в части показателей эффективности, так и в части соображений унификации.

Для т. м. м., проектируемых на сердечниках по большинству из действующих в настоящее время нормалей, реализация ТНЗО, как правило, целесообразна *, прежде всего, при нормальной частоте.

Укажем, что метод неполного заполнения окна является полезным не только для проектирования, но и как инструмент экспериментального исследования т. м. м., особенно вопросов оптимальной геометрии. Оптимальность геометрии наиболее трудно поддается экспериментальной проверке, поскольку невозможно провести испытания огромного числа моделей разной геометрии, да еще обеспечив при этом равные условия эксперимента. Прибегая к непол-

---

* Имеется в виду случай предельной мощности сердечников. При ее недоиспользовании в свете примечания на стр. 447 ТНЗО целесообразны всегда.

ному заполнению окна и варьируя степень заполнения c_Δ при испытании образцов на исследуемом сердечнике, можно определить изменения показателей $э_i$ по сравнению со случаем $c_\Delta = 1$. Для условия $u = \text{const}$ улучшения показателей $э_i$ при $c_\Delta < 1$ свидетельствуют о неоптимальности геометрии. Для условия $\tau = \text{const}$ улучшения при оптимальной геометрии и оптимальной величине c_Δ возможны только в пределах, определяемых эффективностью канала в охлаждении т. м. м. по данным § 7.7 и 12.2. Если улучшения более значительны, значит геометрия неоптимальна. Чем значительнее степень улучшения, тем сильнее неоптимальность. Заметим, что этим способом автором была подтверждена показанная первоначально теоретически целесообразность и возможность оптимизации т. м. м., проектируемых на нормализованных сердечниках по НПО.666.001 (в том числе унифицированных трансформаторов), чем вызвана разработка рядов ШЛМ, ПЛМ взамен части рядов ШЛ, ПЛ (§ 10.3, 10.4, 10.7), сильно, однако, затянувшаяся.

Ввиду изестной необычности метода неполного заполнения окна он вызвал в свое время большие дискуссии среди специалистов в области т. м. м. Полезность и целесообразность этого метода бесспорны, и его можно рекомендовать к широкому применению в соответствии с изложеным в данной главе. В настоящее время ТНЗО уже нашли применение в промышленности.

Глава 13

ОБОБЩЕННАЯ МЕТОДИКА ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО РАСЧЕТА

13.1. Общие положения

На основании полученных в гл. 8—12 обобщенных закономерностей и выводов разработана обобщенная методика расчета оптимальных силовых т. м. м., практически исключающая необходимость повторного расчета и обеспечивающая высокую точность реализации задаваемых параметров. На ее базе можно составить упрощенные инженерные методики расчета для различных конкретных условий проектирования (инженерный расчет т. м. м. изложен в гл. 14).

Обобщенная методика определяет следующие принципиальные положения: определение всех размеров т. м. м. для заданной мощности P_2 при соблюдении требования оптимальности т. м. м. в заданном смысле, определение оптимальных электромагнитных нагрузок, определение электрических характеристик и исходных данных для конструктивного расчета. Принципиальна и обратная задача— определение оптимальной мощности и оптимальных электромагнитых нагрузок для данного типоразмера т. м. м., но ее мы рассмотрим только в конкретных приложениях для унифицированных рядов сердечников, излагая инженерный расчет т. м. м. (гл. 14).

Методика охватывает как случай заданного падения напряжения u, так и заданного перегрева $\tau_м$ при любых значениях этих величин и любой частоте питания, случаи различных магнитных и проводниковых материалов. В качестве исходных, кроме величин u, $\tau_м$, задаются также $t_с$ (§ 7.4), режим работы и величины $t_и$, $t_ц$, Q (§ 7.8) и требование оптимизации (наименьший вес, наименьший системный вес, наименьшая стоимость и т. д. или компромисс между рядом этих требований). Могут быть оговорены или отнесены к компетенции проектировщика выбор типа т. м. м., проводникового и магнитного материала, типа сердечника.

В общем случае, при проектировании оптимальных т. м.м., изображения по табл. 5.4 следует брать при соответствующих значениях $x_к (c_\Delta)$ и ξ согласно выводам гл. 12 и § 7.7.

В случае проектирования т. м. м., работающих на выпрямитель, а также ат. м. м. вместо мощности P_2 должна фигурировать габаритная (типовая) мощность $P_г$, определяемая по выражениям (14.8), § 14.3 (см. ниже).

Приступая к расчету, необходимо выбрать ряд исходных параметров. Это делается на основании материалов предыдущих глав книги. Соответствующие рекомендации и пояснения систематизированы в гл. 14, посвященной инженерному расчету т. м. м. Поэтому нам придется в начале изложения обобщенной методики отсылать иногда читателя к формулам и параграфам гл. 14 (изредка — и некоторых предыдущих глав). Это не совсем удобно, но автор предпочел поместить указанные рекомендации именно в гл. 14, а не 13, поскольку инженерная методика требуется чаще и более широкому кругу читателей, чем обобщенная.

Методику изложим в виде скелетной схемы, ссылаясь на уже выведенные формулы (...) и соотношения и не повторяя их вновь. Указывая путь определения искомой величины, будем ссылаться также при необходимости на предыдущие пункты методики (п.). Заметим также, что мы часто в разных местах методики будем повторять по существу одни и те же операции, но при разных условиях проектирования, поскольку последовательность некоторых операций при различии этих условий различна. Подобный способ изложения избран для общности. Практически же, когда критичное условие определено, схема расчета упрощается за счет исключения ненужных операций из числа повторяющихся. Методика состоит из четырех частей:

Часть 0 — общие исходные факторы методики расчета.

Часть I — определение критичного условия проектирования (перегрев или падение напряжения).

Часть II — основной расчет при установленном критерии (u = const или τ = const).

Часть III — определение электрических характеристик и исходных параметров для конструктивного расчета.

13.2. Методика расчета

Часть 0. Общие исходные факторы

1. Выбираем тип т. м. м.— см. далее, § 14.2.

2. Выбираем тип сердечника и магнитный материал, устанавливаем величину k_c — § 14.3.

3. Выбираем проводниковый материал — § 14.2, устанавливаем необходимость пропитки и характерные параметры катушек $\gamma_к$, k_0, Δh, Δc, $\delta_т$, c_Δ — § 14.3, 5.3, выражения (5.56), (5.49), (12.1), (12.2).

4. Определяем величину ρ_{20} — § 14.3.

5. Определяем с учетом п. 2 параметры γ_c, γ, ψ_i, σ, k_μ, p_1, B_s — § 14.3, 5.2, 8.2, 9.3, выражения (5.23), (5.28), (5.29), (8.11), (9.7).

В расчете используются эти величины в соответствии с заданной частотой.

6. Устанавливаем значения параметров h_0, τ_0, θ, σ_2. Для обычных условий $\theta = 6$, $\sigma_2 = 4$, $\tau_0 = 50$, $h_0 = 5$. В общем случае — § 7.4, 11.5.

7. Устанавливаем соотношения ε_p (для случая расчета на заданный перегрев), ε_u (для случая расчета на заданное падение напряжения). Оптимальны $\varepsilon_p = \varepsilon_{p0}$, $\varepsilon_u = \varepsilon_{u0}$ по выражениям (8.41) и (8.47).

8. Устанавливаем величины λ — п. 3, § 7.4, 7.10, табл. 7.3, выражения (7.13); для ТТ — $m_т$, α_0' — § 7.5, (7.15), для БТ, СТ, 3Т, 1СТ — $m_т$, m_0, m_1, m_2, α_0' — § 7.6, (7.42). Вычисляем $\alpha_{\tau h0}$ по выражениям (7.12).

9. Определяем с учетом заданной величины $\cos\varphi_н$ токи $i_a = \cos\varphi_н$, $i_r = \sin\varphi_н$. Обычно $i_a \approx 1$, $i_r \approx 0$. Определяем вспомогательный коэффициент k_1 по выражению (9.52). Вычисляем величину q_p. В случае продолжительного режима работы всегда $q_p = 1$. Для повторно-кратковременного режима (ПКР) $q_p > 1$ — § 7.8.

Далее определяем критичное условие проектирования (§ 5.4), устанавливая наиболее сильную величину из заданных u, τ (если это не предписано с определенностью или заведомо не следует из очевидных или известных соображений). Этому посвящена часть I методики.

Так как при заданном падении напряжения ($u = u_0$) и для ТВР для любой частоты оптимально условие $B = B_s$, а для ТЕР — условие $B < B_s$ (11.3), данную задачу следует рашать, выбирая за отправной случай ТВР и вычисляя для него величины u и по выражению (9.6) — B. Если получаем $B \geqslant B_s$ и $u < u_0$, останавливаемся на случае ТВР. Если $B \geqslant B_s$ и $u > u_0$, критично условие $u = u_0$. Если $B < B_s$, налицо случай ТЕР (о ТВР и ТЕР см. § 7.6, 9.3, 11.3, 14.3).

Часть I. Определение критичного условия проектирования

№ п/п	Цель и формула действия	Путь определения искомой величины
1	2	3
10	Устанавливаем величину B	(9.10), п. 5
11	Определяем критерий $Cr_{a\tau}$ при $P=P_2$ и в случае ПКР — величину q_p по (7.2), рис. 7.14	$\frac{1}{\sqrt{q_p}}\times$(9.64), пп. 2—4, 10
12	Выбираем тип и оптимальную геометрию т. м. м. Устанавливаем значения параметров x, y, z	По рекомендациям § 11.1, 10.2, 10.6, исходя из заданных требований оптимизации (см. также гл. 14—§ 14.2 и табл. 14.5)
13	Определяем предварительно соотношение $\varepsilon=\varepsilon_0$	(5.66), (8.39)
14	Определяем изображения $\varphi_в$, $\varphi_{ок}$, $\varphi_с$ и предварительно — величины $\varphi_{пк}$, $\varphi_к$, φ_{w2}, φ_0, β, $x_к$	(5.51) и табл. 5.4 при $i_1=1$, $x_\Delta=0$, $z_\Delta=0$, $\xi=0$, $x_\delta=0$ (9.52), п. 7 при $i_1=1$
15	Определяем предварительно величину $\mathcal{J}$	(9.52), п. 7 при $i_1=1$
16	Определяем предварительно величину $Г$	(9.37) или (9.44)
17	Определяем предварительно величину $k_{ок}$	§ 14.3, рис. 14.1, табл. 14.2
18	Определяем предварительно величину ν	(11.35), пп. 5, 10, в случае ПКР результат разделить на q_p по п. 11. При $\nu>1$ имеем случай ТЕР, критична величина $\tau_м$ и дальнейший расчет ведем по соотношениям для ТЕР, начиная с п. 30 методики. При $\nu<1$ завершаем выяснение критичного условия проектирования
19	Вычисляем предварительно величину ρ	(5.37) при $\tau=\tau_м/Г$, п. 16
20	Вычисляем предварительно величину $Б$	(7.45), (7.51), пп. 8, 15, 18
21	Вычисляем величину $m_с$	(11.3), п. 2,5
22	Вычисляем величину ω_τ	(11.12), (9.70), (9.51), (9.52), пп. 2, 3, 6, 8, 12, 14—17, 20
23	Вычисляем величину $i_{0г}$	$\frac{1}{\sqrt{q_p}}\times$(11.27), пп. 5, 10, 21, 22

№ п/п	Цель и формула действия	Путь определения искомой величины
1	2	3
24	Вычисляем величину i_{0a}	(11.53)/$\sqrt[3]{q_p}$, (11.30), (9.51), (9,52), пп. 2, 6, 8, 10, 12, 14—20, 11 при $c_p = 1$
25	Вычисляем величину i_1	(5.12) — (5.14), пп. 9, 23, 24
26	Уточняем величину $\mathcal{J}$	(9.51), (9.52), пп. 7, 25, 13
27	Определяем параметр c_p (для случая ПКР результат умножить на $q_p^{2/3}$, п. 11)	(9.68), (9.70), (9.51), (9.52), пп. 2, 3, 6, 8, 7, 12, 14, 16, 17, 25, 20
28	Определяем падение напряжения u	(9.72), п. 27
29	Устанавливаем критерий проектирования	При $u > u_0$ критична величина u; при $u < u_0$ критична величина $\tau_м$; u — по п. 28, u_0 — по заданию

В соответствии с установленным критерием проектирования при необходимости корректируем выбор факторов по пп. 2—8 и 12 методики.

Дальнейший расчет по отдельным пунктам ведется различно в зависимости от выявленного условия проектирования, в этих случаях даются необходимые указания.

Часть II. Расчет при установленном критерии проектирования

№ п/п	Цель и формула действия	Путь определения искомой величины
1	2	3
30	Определяем при условии $u = u_0$ потери $p_{к2}$, $p_{к1}$, $p_к$	(9.14), табл. 9.1, пп. 7, 24, 25
31	Определяем при том же условии потери $p_с = i_{0a} c_p P_2$	пп. 12, 24, 27, но всегда — без умножения на $q_p^{2/3}$
32	Определяем критерий $Cr_{a\tau}$ при $P = P_2$ и в случае ПКР — величину q_p по (7.2), рис. 7.14	Для ТЕР — $\frac{1}{q_p} \times$ (9.65), пп. 2, 3, 5, 19, для ТВР — п. 10
33	Уточняем величину ν	При $u = u_0$ $\nu = p_с/p_к$, пп. 30, 31; для ТВР — п. 19; для ТЕР — $\nu = \nu_{опт}$ — по (11.32) — (11.34), пп. 14, 32

№ п/п	Цель и формула действия	Путь определения искомой величины
1	2	3
34	Уточняем величину $Б$	(7.45), (7.51), пп. 8, 14, 33
35	Вычисляем величину B для ТЕР	(11.13), (9.51), (9.52). п. 2, 5, 6, 8, 12, 13, 14, 16, 17, 19, 27, 33, 34, 25. В случае ПКР результат умножить на $\sqrt{q_p}$ по п. 32 при соблюдении $B \leqslant B_s$ (п. 5), при $B > B_s$ положить $B = B_s$ и отнести т. м. м. к числу ТВР
36	Определяем параметр c_p	Для ТВР — п. 27; для ТЕР — (9.71), (9.51), (9.68), (9.52), пп. 4, 5, 7, 8, 9, 13, 14, 25, 17
37	Определяем относительный ток i_{0r}	При $u = u_0$ и для ТВР — п. 23, для ТЕР — (11.27)/q_p, пп. 35, 14, 21, 22
38	Определяем относительный ток i_{0a}	При $u = u_0$ и для ТВР — п. 24; для ТЕР — (11.30), (11.55)/$q_p^{2/3}$, п. 33, 27, 36
39	Определяем относительный ток i_0	Для ТВР — п. 25; для ТЕР — (5.12) — (5.14), пп. 9, 37, 38; при $u = u_0$ — (11.29), (9.67), (9.51), (9.52), (11.3), пп. 10, 5, 9, 21, 14, 17, 19, $\varepsilon i_1 = \varepsilon_0 i_1$ по (8.37)
40	Определяем параметр J	Для ТЕР — (9.52), пп. 7, 13, 39; для ТВР — п. 26
41	Вычисляем предварительно базисный размер a, используя (9.51), (9.52) и пункты методики: 2, 3, 5—8, 10, 12—14, 16, 17, 19, 33, 34, 36—40	При $u = u_0$ — по (9.53); εi_1 — по п. 39; для ТВР — по (9.56); для ТЕР — по (9.59); в случае ПКР результат разделить: для ТВР — на $\sqrt[6]{q_p}$ (п. 32), для ТЕР — на $\sqrt[3]{q_p}$ (п. 32)
42	Уточняем изображения $\varphi_{п\ к}$, $\varphi_к$, φ_0, φ_{w2}, величины β, $x_к$, $z_к$	Табл. 5.4 с учетом всех факторов по (5.56), $\varepsilon_0 i_1$ при $u = u_0$ по п. 39; при ТВР, ТЕР — по пп. 13, 39
43	Уточняем величину a	Как в п. 41, но при $\varphi_к$, φ_0, $\varphi_{п\ к}$, φ_{w2} по п. 42 и при $k_{ок}$ по (5.63), (5.56)
44	Определяем соотношение $\varepsilon = \varepsilon_0$	При ТВР, ТЕР — по п. 13; при $u = u_0$ $\varepsilon_0 = \dfrac{\varepsilon_0 i_1}{i_1}$, п. 39

№ п/п	Цель и формула действия	Путь определения искомой величины
1	2	3
45	Вычисляем предварительно коэффициент α	(7.6), (7.12), пп. 6, 8, 42
46	Определяем коэффициент перепада температур Γ	Для ТТ — по (7.30), другие — (7.47), пп. 6—8, 42, 44, 34, 39, 33, 45
47	Определяем величину p_c	Для ТВР — (5.26), пп. 19, 5, 43, 10; для ТЕР — (5.26), пп. 19, 5, 43, 35; при $u=u_0$ — п. 31
48	Определяем величину ν	При $u=u_0$ и для ТЕР — п. 33; для ТВР: ТТ — (9.35), другие — (9.43), пп. 6, 8, 42, 43, 44, 39, 46, 45
49	Определяем параметр $Б$	При $u=u_0$ и для ТЕР — п. 34, для ТВР — (7.45), (7.51), пп. 8, 48
50	Определяем величину $(p_c+ +p_к)$	$p_c\frac{1+\nu}{\nu}$, пп. 47, 48
51	Определяем перегрев τ	(7.49), пп. 8, 42, 43, 45, 49, 50, 11, 32
52	Определяем перегрев $\tau_м=\Gamma\tau$	пп. 51, 46
53	Вычисляем корректирующий множитель $c_\tau=\frac{\tau_м\ (\text{задано})}{\tau_м\ (\text{п. } 52)}$	п. 52 и задание
54	Определяем базисный размер т. м. м. $a=\frac{1}{c_\tau^{ж}}a_{(43)}$, где $a_{(43)}$ — по п. 43	При $u=u_0$ ж = 1/30; для ТВР — ж = 1/7; для ТЕР — ж = 1/3
55	Определяем размеры сердечника $b=ya$, $c=xa$, $h=za$, катушки $h_к=z_кa$, величину $s_cs_{ок}=abch$	(9.45), пп. 54, 12, 42
56	Определяем коэффициент теплоотдачи $\alpha=m_т\alpha'_{\tau h0}\times\times\sqrt[\sigma_2]{\frac{\tau_м}{\Gamma}}\sqrt[\theta]{\frac{1}{h_к}}$ или $\alpha=m_т\alpha'_0\sqrt[\sigma_2]{\frac{\tau_м}{50\Gamma}}\sqrt[\theta]{\frac{5}{h_к}}$	пп. 6, 8, 46, задание

Часть III. Электрические характеристики и исходные параметры для расчета конструкции обмоток

№ п/п	Цель и формула действия	Путь определения искомой величины
1	2	3
57	Определяем потери p_c, умножив величину, вычисленную в п. 47, на коэффициент $c_\tau^{-3ж}$	пп. 47, 53, 54
58	Определяем сумму потерь $p_c + p_к$	При ТВР, ТЕР $q_p \times$ (9.5), пп. 42, 46, 49, 55, 56, 32
59	Определяем потери $p_к$	При ТВР, ТЕР $(p_c + p_к) - p_c$, пп. 57, 58; при $u = u_0$ величину по п. 30 умножить на коэффициент $c_\tau^{-1/6}$, п. 53
60	Определяем потери $p_{к2}$	При $u = u_0$ величину по п. 30 умножить на коэффициент $c_\tau^{-1/6}$, п. 53; при ТВР, ТЕР — по (8.41), пп. 7, 44, 39, 59
61	Определяем соотношение потерь $\nu = p_c/p_к$	пп. 57, 59
62	Определяем горячее удельное сопротивление $\rho = c_\rho(1 + \alpha_\rho \tau)\rho_{20}$	При $u = u_0$ $c_\rho = c_\tau^{1/6}$; при ТВР, ТЕР $c_\rho = c_\tau$, пп. 4, 51, 53
63	Определяем плотность тока j_2	(9.2), пп. 3, 60, 61, 39, 42, 44, 62
64	Определяем плотность тока $j_1 = j_2/\varepsilon$	пп. 56, 44
65	Определяем соотношение $\varepsilon_u = \frac{1 + i_{0a}}{i_1} p_{к2}$	пп. 60, 38, 39
66	Определяем падение напряжения u	(9.13), пп. 65, 60
67	Определяем к. п. д. $\eta = 1 - \frac{p_c + p_к}{P_2 + p_c + p_к}$	п. 58, задание
68	Определяем падение напряжения по обмоткам: $u_1 = \frac{u}{1 + \varepsilon_u}$, $u_2 = u - u_1$	пп. 65, 66

Продолжение

№ п/п	Цель и формула действия	Путь определения искомой величины
1	2	3
69	Определяем э. д. с. первичной обмотки $E_1=(1-u_1)U_1$, вторичной i-й обмотки $E_{2i}=\frac{1-u_1}{1-u}U_{2i}$	п. 68, задание
70	Определяем $\cos\varphi$	(11.48), пп. 38, 39

Числа витков обмотки и диаметры проводов легко рассчитываются в соответствии с полученными значениями E_1, E_{2i}, B, j_2, j_1 (§ 14.7).

Расчет конструкции катушек ведется в соответствии с материалами § 6.6.

Глава 14

ИНЖЕНЕРНЫЙ РАСЧЕТ ТРАНСФОРМАТОРОВ

14.1. Порядок проектирования

К настоящему времени для некоторых условий разработаны унифицированные т. м. м. (УТ). Поэтому прежде всего задача расчетчика — определить для заданных ему условий возможность применения УТ. Если по совокупности требований подобрать УТ не удается, необходимо приступить к проектированию неунифицированного т. м. м. Например, среди УТ может не оказаться трансформатора нужной мощности, частоты, трансформатора с требуемым сочетанием напряжений вторичных обмоток, требуемых срока службы, перегрева, падения напряжения, режима работы, типа конструкции и т. д. Наконец, УТ может не удовлетворять заданному требованию оптимизации и т. д. Таким образом, задача проектирования, расчета т. м. м. носит более общий характер, чем выбор УТ. Поэтому методику расчета мы изложим сначала, а затем, в § 14.8, приведем сведения об УТ. Тем более, что создать сам УТ можно только с помощью подобной методики. Кроме того, избранный порядок изложения соответствует фактическому процессу развития т. м. м.

Инженерный расчет т. м. м. состоит из трех этапов: выбора или расчета нужного сердечника с определением его основных размеров a, b, c, h (s_c $s_{ок}$), собственно электрического расчета и конструктивного расчета обмоток. Этим этапам предшествует выбор типа т. м. м. и его принципиальной конструкции, что рассмотрено в § 14.2.

Третий этап изложен отдельно в § 6.6, как общий для т. м. м. разного назначения. Первые два этапа для силовых т. м. м. изложены в § 14.5—14.7 (разработка конструкций т. м. м. может быть произведена по материалам гл. 2).

Первый этап расчета чаще всего предполагает выбор сердечника из того или иного унифицированного ряда.

Иногда, однако, приходится проектировать специальный нестандартный сердечник. Этим двум различным случаям посвящены отдельные параграфы — 14.5 и 14.6. Второй случай, хоть и встречается реже, принципиально носит более общий характер. Поэтому, следуя избранному принципу, он изложен ранее первого (§ 14.5). Таким образом, все изложение методики проектирования построено по принципу «от общего к частному». (В литературе, как правило, освещены только те или иные частные случаи проектирования [53, 103, 47, 4, 273]). Соответственно самой методике расчета предпошлем в § 14.3 необходимые исходные сведения и положения и в § 14.4 — порядок определения электромагнитных нагрузок для разных условий проектирования в инженерной практике.

14.2. Выбор типа и конструкции трансформатора

Выбор типа т. м. м. Сравнительные *показатели эффективности* т. м. м. и рекомендации для выбора оптимального типа по весу, объему и стоимости были приведены в § 11.11. Сопоставление величин к. п. д. сделано в § 11.8. Добавим, что наименьшим *намагничивающим током* i_0 обладает ТТ. Дополним эти сведения некоторыми практическими рекомендациями.

Для т. м. м. важную роль часто играют собственное и внешнее *рассеяние и восприимчивость к внешним магнитным полям*. Лучшим в этом отношении является, разумеется, ТТ (при равномерной намотке обмоток вдоль сердечника). Немного уступает ему СТ (при правильном расположении катушек, § 14.7). Данные БТ значительно хуже. Малое рассеяние СТ объясняется меньшей толщиной катушки, чем у БТ, половинным числом витков на каждом стержне (табл. 5.1) и нахождением стыков (зазоров) сердечника внутри катушки; малое влияние внешних полей объясняется взаимной компенсацией э. д. с., наведенных в двух катушках. Подчеркнем, что при расположении первичной обмотки на одном стержне, а вторичных — на другом рассеяние у СТ вырастает во много раз. С точки зрения *собственной емкости* обмоток обычный ТТ имеет наихудшие данные. (О секционированном ТТ см. данные (16.15). Емкость растет также у БТ и СТ с обмотками из фольги.

Сопоставление отдельных типов по ряду *конструктивных признаков* было сделано в § 2.7. Дополнительно отметим, что у БТ по сравнению с СТ при том же числе обмоток меньше выводов, ибо первичная обмотка СТ (а иногда и часть вторичных) распределяется между двумя стержнями. Поэтому у СТ иногда возникают затруднения с размещением выводов, особенно в случае многообмоточных т. м. м. Наличие чисто конструктивных элементов увеличивает вес и объем т. м. м. против теоретических величин *э*, особенно при малой мощности. Меньше всего этих элементов у ТТ, и приведенные в § 11.11 сравнительные данные о БТ, СТ и ТТ корректируются на несколько процентов в пользу ТТ.

С точки зрения *технологичности* наименее выгодным является ТТ. Он имеет два основных недостатка: необходимость последовательного изготовления сердечника и катушек, что удлиняет цикл производства, и низкую производительность намотки катушки (§ 4.5). К тому же станки тороидальной намотки по сравнению с обычными сложнее и дороже, их трудно использовать для намотки как толстых, так и весьма тонких проводов, достаточно больших и достаточно малых трансформаторов. Затруднительная намотка особенно заметна при частоте 50 *гц*, когда число витков обмоток велико.

Среди т. м. м. с ШС самым технологичным должен быть признан БТ. СТ по сравнению с ним требует двух катушек вместо одной, что особенно невыгодно для малых т. м. м. При использовании ЛС этот недостаток в определенной мере компенсируется наличием одного элементарного сердечника у СТ, в то время как у БТ их два, вместе составляющие ШЛ-сердечник по рис. 2.2. Все же в целом затраты на изготовление БТ несколько меньше, чем в случае СТ равной мощности. Для средних и больших СТ эту разницу перекрывает экономия в стоимости материалов, благодаря чему в целом такие СТ экономичнее, чем БТ (§ 11.11). Надо сказать, что затраты на изготовление зависят от общего уровня технологии и сильно отличаются на разных заводах. Поэтому окончательное и точное суждение о сравнительной себестоимости БТ и СТ сделать пока не удается, есть и противоречивые данные. Технологические вопросы приобретают особое значение при серийном и массовом производстве.

Из всего сказанного ясно, что нельзя однозначно ответить на вопрос, какой же тип трансформатора является *в целом* «абсолютно лучшим». Каждый обладает своими плюсами и минусами и должен применяться в зависимости от назначения трансформатора и предъявляемых к нему требований. Сопоставляя эти достоинства и недостатки, для низковольтных т. м. м. *можно прийти к следующим рекомендациям* с учетом выводов § 11.11 и 11.12 для однофазных и трехфазных трансформаторов.

При необходимости обеспечить минимальные веса и габариты, соблюдая одновременно требование технологичности в производстве, в зоне средней и большой мощности целесообразно выбирать СТ с разрезным ЛС. В зоне малых мощностей лучшим является БТ. Он является предпочтительным также в большинстве случаев при ШС, исключая весьма большие т. м. м. (здесь лучше СТ). Применение 1СТ можно оправдать только в тех случаях, когда сердечник ленточный и на первое место выдвигаются требования простоты конструкции и ее технологичности. Если необходимо обеспечить минимальное рассеяние без применения наружных экранов, можно применять ТТ, затем СТ. ТТ целесообразно применять также в тех случаях, когда частота повышенная, требования технологичности играют второстепенную роль, а веса и габариты должны быть минимально возможными. Использование ТТ тем рациональнее, чем выше рабочая частота. Намоточные работы при этом облегчаются (уменьшается число витков), а потери в разрезном сердечнике по сравнению с замкнутым тороидальным растут все более сильно, особенно в случае железоникелевых сплавов (§ 14.3). Выбор конкретного ряда сердечников рассмотрен в § 14.6 и 6.5.

Напомним (§ 11.11), что по весу и габаритам (объему) низковольтные т. м. м. располагаются в следующей последовательности (от лучшего к худшему):

малые — 3Т (50 *гц*), ТТ (400 *гц*), БТ, СТ, ТТ (50 *гц*), 3Т (400 *гц*), 1СТ;

средние — ТТ и СТ, БТ, 3Т, 1СТ;

большие — СТ, БТ, ТТ, 3Т, 1СТ.

Разница в весе между соседними типами составляет 10—30%. По стоимости картина аналогична, но ТТ передвигается в конец последовательности, а при сравнении БТ и СТ замечания сделаны выше. Можно считать, что до 30 *ва* всегда дешевле БТ с шихтованным сердечником,

после 50—80 *ва* — СТ с ленточным, в промежуточной зоне требуется каждый раз конкретный выбор; для т. м. м. мощностью более 100 *ва* возможно применение алюминиевой фольги. В заключение заметим, что, где это возможно, вместо т. м. м. целесообразно применять ат. м. м. (§ 11.11).

Краткое сопоставление типов высоковольтных т. м. м. было сделано в § 2.4, 2.7. Здесь при малых размерах предпочтительны БТ, 1СТ, при больших — СТ, при повышенной частоте и для высокопотенциальных трансформаторов иногда целесообразны ТТ.

Выбор конструкции. Если конструкция не задана заведомо проектировщику, ее следует выбирать на основании приведенных ранее данных: вид сердечника (ЛС, ШС) — § 11.12, 14.2, 2.2, его материал — § 11.12, 3.1, 11.10, проводниковый материал и его форма (медь, алюминий; провод, фольга) — § 11.12, 14.2, 2.3, 3.3, 14.3, конструктивное оформление — § 2.7.

14.3. Исходные расчетные величины

Расчетные коэффициенты. К ним относятся коэффициенты заполнения $k_с$ и $k_{ок}$, теплоотдачи α и перепада температур $Г$, которые в общем случае необходимо знать до начала расчета. Все они зависят от ряда факторов и от размеров т. м. м., которые до начала расчета, как правило, неизвестны. Чтобы избежать нескольких ступеней последовательных приближений, можно опираться как на теоретические данные, так и на накопленные предыдущим опытом проектирования, особенно для наиболее часто встречающихся, типовых условий. Вообще говоря, при любых заданных условиях их можно определить достаточно точно, как это показано в обобщенной методике расчета на базе выведенных закономерностей (гл. 13). Однако для инженерного расчета это сложно, и приемлемую для практики точность дают более простые приемы.

Коэффициент заполнения сердечника $k_с$ зависит только от толщины магнитного материала и технологии изготовления сердечника. Значения $k_с$ для ШС и ЛС приводим в табл. 14.1. За общее типовое значение примем $k_с = 0{,}9$, а для случая нормальной частоты 50 *гц* — 0,93, частоты 400 *гц* — 0,87.

Таблица 14.1

Коэффициент заполнения сердечников k_c

Сердечник		Значение k_c при толщине материала в *мм*				
Вид	Изоляция	0,35	0,15—0,2	0,08—0,1	0,05	0,02
ШС	Лаковая	0,93	0,85	0,75	—	—
ЛС	Эмалевая	0,93	0,90	0,85	0,75	0,62

Примечания: 1. У ЛС из тонких лент изоляция производится катафорезом.

2. При бумажной изоляции у ШС значения k_c падают на 0,05—0,1, при фосфатной (или вообще без специальной изоляции) растут на 0,02—0,06.

3. Для ЛС данные сохраняются при оксидной изоляции, изоляции тальком; при изоляции бихроматом аммония (гидратом окиси магния) k_c увеличиваются на 0,03—0,06.

Коэффициент заполнения окна $k_{ок}$ зависит от абсолютных размеров окна, количества изоляции, вида проводникового материала (провод, фольга), толщины или диаметра проводов, технологии намоточных работ, а у трансформаторов с неполным заполнением окна (ТНЗО) — также от реализуемой степени заполнения окна c_Δ. Отсюда вытекает уменьшение величины $k_{ок}$ с ростом напряжения, числа обмоток, перегрева, частоты, уменьшением мощности, ее зависимость от типа т. м. м. Наличие двух катушек в окне приводит к некоторому снижению величины $k_{ок}$ у СТ и ЗТ по сравнению с БТ, а у ТТ она минимальна.

Значения $k_{ок}$ для любых условий, но при известных размерах окна можно рассчитать по выражению (5.55). Для типовых катушек низковольтных т. м. м. (согласно определению в § 5.3) и типовых условий (5.56) это сделано для всех унифицированных сердечников силовых т. м. м., нормализованные ряды которых приведены в приложении (табл. П14.1—П.14.10). Подобные типовые значения $k_{ок}$ при условии полного заполнения окна ($c_\Delta = 1$) занесены для этих рядов в те же расчетные табл. П14.1—П14.10. Оптимальные значения $k_{ок}$ для ТНЗО получим при $c_\Delta = c_{\Delta 0}$ по условиям (6.1), (6.2).

Зная связь между размерами и мощностью на основании основных функциональных уравнений (9.17), (9.24), (9.28),

можно для любых условий получить и зависимость $k_{ок}$ от мощности $P_г$. Для типовых катушек и других типовых условий ($\tau_м = 50$ *град*, $t_c = 20°$ C, $f = 50$ *гц* и 400 *гц*) это сделано на рис. 14.1 для всех типов т. м. м. , геометрия которых соответствует нормализованным сердечникам наименьшего веса ШЛ (Ш), ПЛ, ОЛ, ТЛ. Опираясь на кривые рис. 14.1 и данные табл. П14.1—П14.10, можно пересчитать значения $k_{ок}$ для других (не типовых) условий, пользуясь ориентировочными коэффициентами пересчета, приведенными в табл. 14.2.

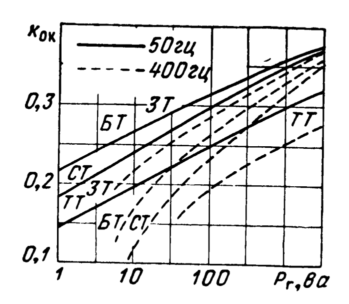


Рис. 14.1. Зависимость коэффициента заполнения окна т. м. м. от мощности.

Типовым значением $k_{ок}$ для вычислений общего характера и предварительных прикидок является $k_{ок} = 0{,}3$. У высоковольтных т. м. м. величина $k_{ок}$ снижается до 0,05—0,2.

Коэффициент теплоотдачи α [*вт/см²·град*] подробно рассмотрен в § 7.4, 7.10. Там же и в § 7.9 рассмотрено влияние на него различных факторов (табл. 7.3) и прежде всего перегрева τ и высоты катушки $h_к$ [выражение (7.53)]. Мы будем использовать в расчетах коэффициент теплоотдачи в форме (7.53), применяя его базисное значение α_0. Когда проектируется нестандартный сердечник, α_0 берется для базисных условий $\tau = 50$ *град*, $t_c = 20°$ C, $h_к = 5$ *см* при нормальном давлении D. Эти значения для разных типов т. м. м. приведены в табл. 7.3.

Если применяются унифицированные ряды сердечников, то используем значения α_{0h}, определенные при тех же условиях, но уже с учетом размера $h_к$. Такие значения α_{0h} для всех унифицированных сердечников рассчитаны заранее и занесены в табл. П14.1—П14.10 наряду со значениями $k_{0к}$ (катушки типовые, как выше). Эти данные для перегрева, отличного от 50 *град*, легко пересчитать по формуле $\alpha = \alpha_{0h}\sqrt{\tau/50}$, а для других, не типовых, условий — пользуясь сведениями, приведенными в § 7.10, табл. 7.3, а также ориентировочными коэффициентами пересчета по табл. 14.2. Типовым значением α для общих вычислений и предварительных прикидок можно считать $\alpha = 1\cdot10^{-3}$ *вт/см²·град*.

Таблица 14.2

Примерные коэффициенты пересчета значений $k_{ок}$ и α для условий, отличных от типовых

Величина	Фактор отличия	Коэффициент пересчета $k_{ок}/k_{ок\ т}$, или $\alpha_{0h}/\alpha_{0h\ т}$
$k_{ок\ т}=k_{ок}$ по рис. 14.1 и табл. П14.1—П14.10	Бескаркасные катушки	0,9—0,95
	Фольговые обмотки	1,5—2
	Малое число обмоток, отсутствие анодных обмоток	1,05—1,15
	Число обмоток больше шести	0,8—0,9
	Пленочная изоляция; отработанная технология	1,05—1,15
	Провода с волокнистой изоляцией	0,7—0,85
	Высоковольтные т. м. м.	0,2—0,6
$k_{ок\ т}=k_{ок}$ по рис. 14.1	Сердечники наименьшей стоимости	0,8—0,9
	Т. м. м. с неполным (оптимальным) заполнением	0,7, ТТ до 0,4
$\alpha_{0h\ т}=\alpha_{0h}$ по табл. П14.1—П14.10	Обмотки не пропитаны или их больше шести	0,85—0,9
	Пропитка компаундами и т. м. м. в сборе	1,05—1,15
	Другой перегрев $\tau_м$	$\sqrt[4]{\tau_м/50}$
	Наличие контакта т. м. м. с шасси, пониженное давление, высоковольтные т. м. м., наличие внешнего экрана или при плотной компоновке, обдув	По табл. 7.3

Коэффициент перепада температур в катушке Г подробно рассмотрен в § 7.4, 7.6, 7.10 и точно определяется по выражениям: для ТТ — (7.30), для БТ, СТ, 3Т, 1СТ — (7.47). Для практики расчетов достаточно пользоваться более простыми зависимостями (7.54), (7.55) для ТТ и (7.56), (7.57) для других т. м. м. или непосредственными ориентировочными данными по табл. 7.3.

Типовым значением Γ для общих вычислений и предварительных прикидок можно считать: для ТТ $\Gamma = 1{,}25$ (у ТН3О — 1,15), для других типов $\Gamma = 1{,}05$. Уточнения см. в § 7.10.

Удельные потери в сердечнике рассмотрены в § 5.2, 3.1, 4.4. По выражениям (5.28), (5.29) $p_1 = k_{фр} k_p p'_1$, где p'_1 определяется в зависимости от материала и частоты по табл. П3.3, П3.4 и рис. 3.2—3.5; для ЗТ с ленточным сердечником $k_{фр} = 1{,}2 \div 1{,}3$ [точнее, по формуле (5.27)], в остальных случаях $k_{фр} = 1$; k_p определяется по выражениям (5.23) и данным § 4.1—4.3. Значения k_p приводим для разных материалов и случаев в табл. 14.3. Типовыми значениями для однофазных ленточных сердечников из холоднокатаной стали будут при частоте 50 *гц* $p_{1/50} = 1{,}3$ *вт/кг*, при 400 *гц* — $p_1/_{400} = 13$ *вт/кг*.

Таблица 14.3

Коэффициенты увеличения потерь сердечников k_p

Сердечники	Материал		Значения k_p при частоте в *гц*			
	Вид	Толщина, *мм*	50	400	2000	10 000
ШС и замкнутые ЛС	Стали и сплавы	0,15—0,35 0,05	1,15 —	1,2 1,25	1,25 1,35	1,3 1,4
Разрезные ЛС	Стали Э3...	0,15—0,35 0,05	1,3 —	1,4 1,5	1,5 1,6	1,6 1,7
	50Н, 33НКМС	0,05—0,1	—	1,7	1,8	1,9
	80НХС, 79НМ	0,05—0,1	—	2,5	2,8	3

Примечания: 1. Значения k_p даны для сердечников средних размеров. Для маленьких сердечников они растут в 1,2—1,3 раза, для больших — несколько уменьшаются.

2. Значения k_p соответствуют хорошо отработанной технологии. В условиях массового производства 1970 г. они составляли 1,5—1,8 ($f = 400$ *гц*) и 1,8—2,2 с ростом до 2,5—4 у сердечников весом до 200—300 *г* ($f = 50$ *гц*).

3. У сердечников ТЛ потери p_c дополнительно возрастают в $k_{фр} = 1{,}2 \div 1{,}3$ раза.

4. Если для ШС применяются текстурованные материалы, значения k_p больше и требуют специального расчета.

Напряженность поля H, а/см, берем по данным § 3.1 (или по выражениям (5.7), (8.11) — $H_э$), зазор $\delta_с$ в ленточном сердечнике 5—40 *мк*, в шихтованном 20—60 *мк* на сторону по мере роста размеров (§ 4.4).

Другие исходные величины. К ним мы отнесем характеристики материалов и вспомогательные величины, связанные с электрическим режимом и геометрией т. м. м., которые приводим ниже.

Характеристики материалов — удельные сопротивление проводникового материала ρ_{20} и вес магнитного $\gamma_с$ и проводникового $\gamma_к$ материала. В зависимости от сделанного выбора (§ 14.2) берем $\gamma_с$ для стали горячекатаной — 7,55, холоднокатаной — 7,65, сплавов 50Н — 8,2, 80НХС, 79НМ — 8,5 *г/см*^{3}, $\gamma_к$ для меди 8,8, для алюминия 2,7 *г/см*^{3}, ρ_{20} для меди 0,0175, алюминия 0,028 *ом·мм*^{2}*/м*, температурный коэффициент увеличения сопротивления k_τ — по выражению (5.38): $k_\tau = 1 + \alpha_\rho\ (t_р - 20)$, где $t_р = t_с + \frac{\tau_м}{\Gamma}$, $t_с$— температура среды, Γ — см. несколько выше. В случае заметного проявления поверхностного эффекта величину ρ_{20} следует умножать на коэффициент k_r — см. § 5.2, табл. 5.1, рис. 5.5, выражение (5.45).

Предельная рабочая индукция B_s рассмотрена в § 9.1 и 11.2, установлена выражениями (9.7) и приведена для разных видов сердечников в табл. 14.4. Типовыми значениями будут: для ленточных сердечников из холоднокатаной

Таблица 14.4

Индукции B_s для различных сердечников

Вид сердечника	Значения B_s, *тл*, для			
	сплавов		стали	
	80НХС, 79НМ	50Н, 33НКМС	горячекатаной	холоднокатаной
ШС	0,6	1,1—1,25	1,1—1,25	1,2—1,4
ШС типа УШ	—	—	1,15—1,4	1,25—1,65
ЛС	0,6	1,2—1,3	1,2—1,45	1,5—1,65

Примечание. Бóльшие цифры диапазона соответствуют большим размерам сердечников.

стали — 1,6 *тл*, для шихтованных из горячекатаной стали — 1,25 *тл*.

Понятие трансформаторов ТВР и ТЕР введено и рассмотрено в § 7.6 и 9.1. Отдельные выражения и зависимости, используемые в расчете при условии заданного перегрева, различны для ТВР и ТЕР. ТВР — это трансформаторы вынужденного режима работы, когда приходится ограничивать индукцию B величиной B_s ($B = B_s$) из условий намагничивания. ТЕР — это трансформаторы естественного режима работы, когда выбор величины B целиком определяется тепловым режимом (потерями в сердечнике), в этом случае всегда $B < B_s$, а соотношение потерь $\nu \geqslant 1$ (см. ниже) .

Итак, для ТВР $B = B_s$, для ТЕР $B < B_s$ (о величине B_s см. предыдущую рубрику). Если в ходе расчета ТВР получено $\nu > \nu_0$, где ν_0 определено ниже по выражениям (14.1), значит, данный т. м. м. ошибочно отнесен к категории ТВР и его следует рассчитывать как ТЕР. Наоборот, если в ходе расчета ТЕР получено $B > B_s$, т. м. м. следует пересчитать заново как ТВР.

Относя до начала расчета т. м. м. к категории ТВР или ТЕР, можно пользоваться следующими практическими рекомендациями. К ТВР, как правило, относится большинство т. м. м. нормальной частоты (кроме случая заданного падения напряжения, рассматриваемого всегда отдельно); маленькие т. м. м. повышенной частоты (до 500 *гц*); т. м. м. с высоким перегревом; т. м. м. повторно-кратковременного режима работы, если величина q_p заметно превышает единицу и если расчет не ограничивает допустимая величина падения напряжения. К ТЕР, как правило, относится большинство трансформаторов повышенной частоты, кроме малых т. м. м. при частоте до 500 *гц* и других случаев, отнесенных выше к ТВР, а также т. м. м. нормальной частоты (кроме малых) с весьма низким перегревом.

Для обычных условий в первом приближении можно считать, что ТВР — это т. м. м. нормальной частоты, ТЕР — т. м. м. повышенной частоты, но с теми оговорками, что сделаны выше.

Соотношение потерь в сердечнике и катушках $\nu = p_c/p_к$ подробно рассмотрено в § 9.3 и 11.6. Для ТЕР берем $\nu = \nu_0$ или $\nu_\Sigma \leqslant \nu \leqslant \nu_э$, где $\nu_э$, ν_Σ определены по выражениям (11.31), (11.32); по выражению (9.33)

$$\nu_0 = 1 + \beta - 0{,}2\beta^2, \qquad (14.1)$$

где отношение поверхностей охлаждения сердечника и катушек

$$\beta = \Pi_с / \Pi_к = \varphi_{пс} / \varphi_{пк}. \qquad (14.2)$$

для всех унифицированных сердечников значения $\nu = \nu_0$ и β занесены в расчетные табл. П14.1—П14.10 (приложение).

Для ТВР и ориентировочно при условии $u = \text{const}$ по выражению (11.35)

$$\nu_{ТВР} = 1{,}2 \frac{p_1 B_s^2 \sqrt{P_г}}{100 (\tau_м/50)^2 (\alpha_0/\alpha_{0т})^2} \frac{V_с}{V_к c_\Delta} \sqrt{\frac{\rho_{20} k_{ок\,т}}{0{,}0175 k_{ок}}} \qquad (14.3)$$

(точнее — по (9.35), (9.43), см. § 9.3).

Здесь $V_с/V_к = \varphi_с/\varphi_к$— отношение объемов сердечника и катушек; B_s, p_1 определены выше в настоящем параграфе; $P_г \approx P$ (см. ниже); $\alpha_0/\alpha_{0т}$, $k_{ок}/k_{ок\,т}$ найдены по табл. 14.2.

Отношение $V_с/V_к$ колеблется в пределах от 0,3 до 2,0. О геометрических изображениях $\varphi_с$, $\varphi_к$, фигурирующих в формулах (14.2), (14.3), см. ниже в настоящем параграфе. Значения $V_с/V_к$ для нормализованных сердечников рассчитаны и занесены в табл. рядов П14.1—П14.10.

Расчетный параметр Б для определения перегрева рассмотрен в § 7.6 и 7.10. По формуле (7.51)

$$Б = 1 + m_1 \beta \sqrt{\frac{\nu + 0{,}6}{1 + 0{,}2\beta\nu}}, \qquad (14.4)$$

где β и ν рассмотрены в предыдущей рубрике и берутся по выражениям (14.1) — (14.3), m_1 при хорошем тепловом контакте сердечника т. м. м. и металлическом шасси колеблется в пределах от 1,3 до 1,6 и берется по табл. 7.3; при отсутствии такого контакта $m_1 = 1$.

Для всех унифицированных сердечников различных рядов величины $Б$ (при значениях $\nu = \nu_0$, $m_1 = 1$) рассчитаны и занесены в расчетные таблицы П14.1—П14.10 (приложение).

Относительный первичный ток i_1 и его составляющие рассмотрены в § 5.2, 8.2, 11.5. Практически при активной нагрузке $i_1 = \sqrt{1 + i_{0r}^2}$, намагничивающий ток i_{0r} вычисляем по выражениям (11.27), (11.28) в функции мощности.

Предложим вместо мощности обобщенный аргумент c_{i0}, позволяющий получить ток i_{0r} при различных сочетаниях величин P, $\tau_м$, f:

для ТВР

$$c_{i0} = \tau_м^{0,6} P_г^{0,13} / 10 f^{0,13}, \qquad (14.5)$$

для ТЕР

$$c_{i0} = \sqrt[3]{\left(\frac{f}{\tau_м}\right)^5 P_г^2} \cdot 10^{-3}. \qquad (14.6)$$

Кривые токов i_{0r} и i_1 в функции c_{i0} построены на рис. 14.2. Условия те же, что для рис. 14.1 (при суще-

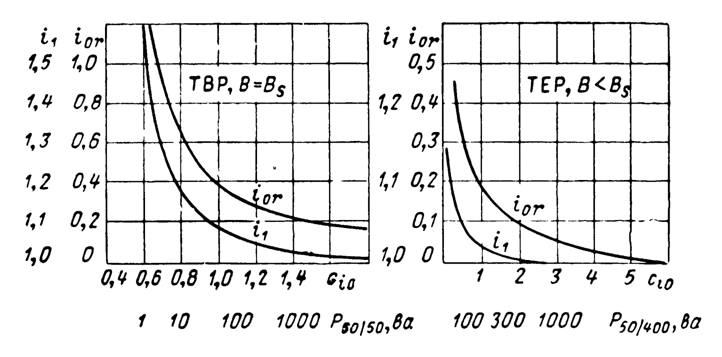


Рис. 14.2. Графики для расчета намагничивающего тока и тока i_1.

ственно других условиях надо пользоваться полными выражениями по § 11.5). Там же для типовых случаев $\tau_м = 50$ *град*, $f = 50$ и 400 *гц* шкала аргументов c_{i0} градуирована для удобства и непосредственно для мощности $P_г$ ($P_{50/50}$ и $P_{50/400}$).

Типовым значением тока i_1 для общих вычислений и предварительных прикидок будет $i_1 = 1{,}1$, тогда параметр $(1 + i_1) = 2{,}1$.

Соотношение плотностей токов обмоток $\varepsilon = j_2/j_1$ (5.66) рассмотрено в § 5.3 и 8.4. На основании выражений (8.39) и (8.36) практически получаем для оптимального соотношения $\varepsilon = \varepsilon_0$ при заданном перегреве ($\tau = \text{const}$)

$$\varepsilon_0 = \sqrt{\frac{1+y}{1+y+\pi x_к}} = \sqrt{\frac{a+b}{a+b+\pi c_к}}, \qquad (14.7)$$

при заданном падении напряжения ($u = \text{const}$)

$$\varepsilon_0 = \frac{1}{i_1}\sqrt{\frac{1+y}{1+y+\pi x_к}} = \frac{1}{i_1}\sqrt{\frac{a+b}{a+b+\pi c_к}}, \qquad (14.8)$$

где $x_к = c_к/a$, $y = b/a$ — параметры геометрии по выражениям (5.58), (5.60), (5.61), рис. 5.6.

Заметим, что для условия $u = \text{const}$ часто удобно пользоваться параметром

$$\varepsilon_0 i_1 = \sqrt{\frac{1+y}{1+y+\pi x_к}} = \sqrt{\frac{a+b}{a+b+\pi c_к}}, \qquad (14.9)$$

как это вытекает из выражения (14.8).

Значения ε_0 ($\varepsilon_0 i_1$) для всех унифицированных сердечников рассчитаны по выражениям (14.7), (14.8) и занесены для всех рядов в табл. П14.1—П14.10. Типовыми значениями для общих вычислений и предварительных прикидок будут $\varepsilon_0 = 0{,}75$, $\varepsilon_0 i_1 \approx 0{,}85$. Соответственно, учитывая также сказанное выше о величинах i_1, $(1 + i_1)$, типовым значением будет

$$(1 + \varepsilon_0 i_1) = 1{,}85. \qquad (14.10)$$

Коэффициент допустимого увеличения потерь $q_р$ нужен при расчете т. м. м. повторно-кратковременного режима работы и рассмотрен подробно в § 7.8. Его берут по рис. 7.14 в функции отношения $t_и/T$ и скважности Q, где Q и длительность импульса $t_и$ заданы, а тепловая постоянная T находится по тому же рисунку в функции веса т. м. м. G (если он известен) или легко рассчитываемого по формуле (7.2) обобщенного критерия Cr_T (если вес G неизвестен).

Геометрические изображения φ_i *и параметры геометрии* $x = c/a$, $y = b/a$, $z = h/a$ введены и объяснены в § 5.3, см. выражения (5.58) — (5.62), табл. 5.2—5.4, рис. 5.6. Изображения φ_i (φ_s, $\varphi_{0к}$, φ_c, φ_{w2}, $\varphi_{пк}$ и др.) являются в основном функциями параметров x ($x_к$), y, z и приведены в табл. 5.4. Для инженерных расчетов их следует брать в простом виде, т. е. при условиях $x_\delta = 0$, $x_\Delta = 0$, $z_\Delta = 0$. Для нормализованных рядов параметры x, y, z определены однозначно геометрией ряда (см. выражения (6.4), (6.5) в гл. 6). При проектировании нестандартного сердечника x, y, z следует выбирать оптимальными в зависимости от заданных условий в соответствии с выводами § 10.3—10.6. Ориентировочные практические рекомендации по выбору оптимальных (компромиссных) значений x, y, z

для разных типов т. м. м. и разных условий проектирования приводим в табл. 14.5.

Испытательные напряжения $U_{исп}$ определяются по (6.16), (6.17), § 6.6.

Геометрические величины (s_i, $П_i$, V_i, G_i, $Ц_i$) в абсолютных единицах непосредственно через размеры a, b, c, h (а не через параметры x, y, z) можно вычислить по формулам, приведенным для разных типов т. м. м. в табл. 14.9 (см. ниже).

Расчетная мощность трансформатора. В основу расчета мы положим полученное основное уравнение мощности (8.6), связывающее электромагнитную мощность P (на одну фазу) с размерами т. м. м.:

$$P = 4{,}44 f k_c k_{0к} s_c \frac{s_{0к}}{1+\varepsilon i_1} j_2 B \cdot 10^{-2}, \qquad (14.11)$$

где k_c, $k_{ок}$, ε, i_1 определяются по материалам данного параграфа; s_c, $s_{ок}$— сечения (площади) стержня и окна сердечника, *см*^{2}; j_2— плотность тока вторичных обмоток, *а/см*^{2}; B — магнитная индукция в сердечнике, *тл*.

Мощность P связана с задаваемой вторичной мощностью P_2, как это подробно рассмотрено в § 9.7. Выражением (9.66) установлена зависимость $P = c_p P_2$. Однако эта зависимость справедлива только в случаях, когда вторичный ток приводится к первичной обмотке без дополнительной корректировки. Такая корректировка всегда необходима для ат. м. м. Она необходима также и для т. м. м., если они работают на выпрямительные схемы определенного типа. Рассмотрим сначала последний случай. Здесь ток первичной обмотки I_1 отличается от приведенного тока нагрузки I, даже если пренебречь намагничивающим током.

Подробно работа на выпрямитель рассмотрена в литературе по электропитанию аппаратуры [5, 131, 180, 200, 214]. Специфичный случай работы через выпрямитель на емкостной накопитель энергии рассмотрен в гл. 15. Здесь ограничимся конкретными рекомендациями для практического расчета т. м. м. при обычной выпрямительной нагрузке. Заметим, что явление вынужденного намагничивания, возникающее при определенных условиях [26], как показали исследования, для т. м. м. можно не учитывать.

Таблица 14.5

Практические рекомендации по выбору оптимальной геометрии

Вид т. м. м.	Частота, *гц*	Параметры геометрии	БТ		СТ		ТТ		ЗТ		1СТ	
			u	τ	*u*	τ	*u*	τ	*u*	τ	*u*	τ
наименьшей стоимости	50	*x*	0,5	0,7	0,9	0,9	1,6	1,3	1,1	1,2	0,6	0,9
		y	2	2	2	2	1,8	1 1	1,8	1,5	1,8	2
		z	1,3	1,5	1,6	1,7	—	—	1,8	2	1,8	2
	⩾ 400	*x*	0,8	1	1,3	1,4	2,3	1,6	1,5	1,2	1	1,2
		y	2	1,8	2	1,6	1,7	0,6	1,8	1	1,8	1,5
		z	1,8	1,6	2,5	2	—	—	3	1,8	2,5	2,2
наименьшего объема	50	*x*	0,5	0,7	0,9	1	2	1,5	1,2	1,1	0,6	0,8
		y	2	2	2	2	1,8	1,3	2	1,5	2	2
		z	1,5	1,7	2,5	2,5	—	—	2,5	2,4	2,5	2,5
	⩾ 400	*x*	0,8	1	1,1	1,4	2,4	1,7	1,6	1,2	1,1	1
		y	2	2	2	2	1,8	0,7	2	1	2	2
		z	2	2	3	2,6	—	—	3,2	2,3	2,6	2,8

наименьшего веса при медных обмотках	50	x	0,6	0,8	1	1,1	2	1,4	1,2	1,2	0,8	0,9
		y	2	2	1,8	1,6	2	1	2	1,6	2	2
		z	1,6	1,5	2,2	2	—	—	2,3	2	2,5	2
	⩾400	x	1	1	1,6	1,6	3	1,8	1,8	2	1	1,2
		y	2	2	1,6	1,6	2	0,8	1,6	1,6	2	1,6
		z	2	1,9	2,8	2,3	—	—	3	2,5	2,5	2,5
наименьшего веса при алюм. (фольга) обмотках	50	x	1	1,1	1,6	1,6	—	—	1,7	1,7	0,9	—
		y	2	2	2	1,5	—	—	1,7	1,6	1,8	—
		z	1,8	2	2,5	2,5	—	—	3	2,5	2,7	—
	⩾400	x	1,3	1,4	1,9	2,1	—	—	2	2	1,1	—
		y	2	1,2	1,5	1,2	—	—	1,6	1,2	1,8	—
		z	2,1	2,2	2,8	2,8	—	—	3	3	2,8	—

Примечания: 1. Обозначено: u — задано (критично) падение напряжения, τ — задан (критичен) перегрев.

2. Параметры при критерии τ даны для т. м. м. средней мощности. Для малых и больших т. м. м. достаточно менять согласно указаниям § 10.7 только у БТ, СТ, ЗТ наименьшей стоимости параметр z и у всех ТТ — x и y по выражениям (10.25) и (10.26).

3. Небольшие отступления от приведенных параметров на конечных показателях т. м. м. сказываются мало.

4. Приведенная геометрия, кроме оговоренной, соответствует медным обмоткам из провода. Геометрия по стоимости и объему справедлива также для алюминиевых обмоток из фольги.

5. Для ТНЗО при $\tau = \text{const}$ значения x следует увеличить в 1,2—1,4 раза.

6. При использовании медной фольги все значения x следует уменьшить в 1,3—1,5 раза. При использовании алюминия в виде проводов все значения x следует увеличить в 1,3—1,5 раза. Можно также несколько увеличить z.

Итак, при наличии выпрямительной нагрузки приведенный первичный ток нагрузки вместо обычного выражения (5.3) $I=\sum_{i=1}^{N} I_{2i}$ вычисляют по выражению

$$I=\sum_{i=1}^{N} k_{\text{в}i} I_{2i}, \tag{14.12}$$

где $k_{\text{в}i} \leqslant 1$.

Соответственно появлению множителей $k_{\text{в}i}$ корректируется и расчетная мощность первичной обмотки, мощности первичной и суммарная вторичных обмоток оказываются существенно отличными при условии $P_1 < P_2$ (вместо обычного условия $P_1 \approx P_2$, $P_1 > P_2$). Поэтому вместо мощности P_2 в качестве опорной приходится вводить габаритную (типовую) мощность $P_{\text{г}}$, учитывающую возникшее различие.

Рассмотрим теперь автотрансформатор. Здесь электромагнитным путем из одной цепи в другую передается только часть мощности, проходная мощность, другая часть передается чисто электрически. Поэтому, как известно, габаритная мощность уменьшается в $(1-k'_{\text{т}})$ раз, где $k'_{\text{т}}$ берется как отношение меньшего числа витков к большему. В соответствии с этим выводом и с выражением (14.12) в общем случае получаем (на одну фазу т. м. м.):

$$P_{\text{г}}=\begin{cases} \frac{1}{2}\left(P_2+\sum_{i=1}^{N} k_{\text{в}i} P_{2i}\right) & \text{для т. м. м. при } N \text{ обмотках;} \\ \left.\begin{matrix} \frac{1}{2}(1+k_{\text{в}}) P_2 & \text{для т. м. м.} \\ \frac{1-k'_{\text{т}}}{2}(1+k_{\text{в}}) P_2 & \text{для ат. м. м.} \end{matrix}\right\} & \text{при одной обмотке;} \\ \left.\begin{matrix} P_2=\sum_{i=1}^{N} P_{2i} & \text{для т. м. м.} \\ (1-k'_{\text{т}}) P_2 & \text{для ат. м. м} \end{matrix}\right\} & \text{при } k_{\text{в}i}=1. \end{cases} \tag{14.13}$$

Теперь для электромагнитной мощности P получаем новое выражение вместо прежнего:

$$P=c_p P_{\text{г}}, \tag{14.14}$$

где $P_{\text{г}}$ берется по формуле (14.13).

В формуле (14.13), как и (14.12), N — число вторичных обмоток; i — номер вторичной обмотки; I_{2i} — при-

веденный действующий ток, соответствующий i-й обмотке; $k_{вi}$ — корректирующий коэффициент приведения к первичной обмотке, зависящий от схемы выпрямления: при отсутствии выпрямителя для схем удвоения и мостовых $k_{вi} = 1$, для однофазной схемы со средней точкой $k_{вi} = 0{,}71$, для трехфазной с нулевой точкой $k_{вi} = 0{,}81$, для однополупериодной $k_{вi} = \sqrt{1 - i_d^2}$, где i_d — отношение среднего тока нагрузки к действующему току обмотки.

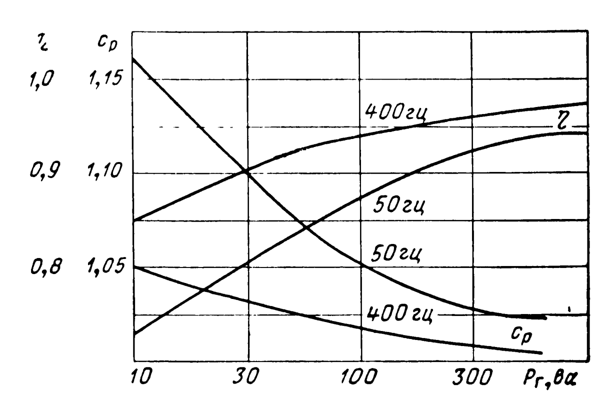


Рис. 14.3. Зависимость к. п. д. и коэффициента увеличения электромагнитной мощности от мощности для т. м. м. (Для ат. м. м. значения к. п. д. выше, а c_p — меньше.)

Осталось определить коэффициент c_p в формуле (14.14), связанный с падением напряжения в обмотках (§ 9.7). Этот коэффициент при заданном падении напряжения берем по формуле (9.67):

$$c_p = 1 + \frac{u}{2(1-u)}, \qquad (14.15)$$

а при заданном перегреве — по формулам (9.68) — (9.71).

При тех же типовых условиях, что для рис. 14.2, зависимости c_p от мощности $P_г$ даны на рис. 14.3. Там же для общей ориентировки даны характерные кривые к. п. д. (при существенно иных условиях надо пользоваться для c_p полными выражениями по § 9.7). Более подробные и точные данные для разных типов т. м. м., разных перегревов приводились на рис. 9.5, 9.6 (§ 9.7).

Для других (не типовых) значений $\tau_м$, f, B_s, ρ_{20}, p_1 величины c_p^*, снятые с рис. 14.3 при данной мощности $P_г$,

можно пересчитать по ориентировочным зависимостям:

для ТВР

$$c_p = 1 + (c_p^* - 1)\left(\frac{\tau_м}{50}\right)^{1,2}\sqrt{\frac{1,6}{B_s}\frac{50}{f}}\sqrt[4]{\frac{\rho_{20}}{0,0175}}, \quad (14.16)$$

для ТЕР 94

$$c_p = 1 + (c_p^* - 1)\sqrt{\frac{\tau_м}{50}}\sqrt[3]{\left(\frac{400}{f}\right)^2\frac{p_1}{13}\frac{\rho_{20}}{0,0175}}. \quad (14.17)$$

Для ат. м. м. коэффициенты c_p уменьшаются: второе слагаемое падает примерно в $(1-k_г')$ раз.

14.4. Определение электромагнитных нагрузок j и B

Определение электромагнитных нагрузок через мощность т. м. м. Это наиболее общий случай, встречающийся в практике проектирования, когда нужно определить плотность тока j и индукцию B, не зная еще размеров сердечника и трансформатора, а зная только мощность последнего $P_г$ (например, при определении размеров нестандартного сердечника, § 14.5). Формулы для инженерного расчета получаем на основании точных выражений (9.7), (11.13), (11.14) для величины B и (11.37), (11.38), (11.43) — (11.47), (5.66), (5.37) для j:

всегда $j_1 = j_2/\varepsilon$;

при заданном падении напряжения $B = B_s$ (по табл. 14.4 и другим данным § 14.3),

$$j_2 = 0,13 P_г^{0,2}\frac{u^{0,8}}{(1-u)^{0,2}(2-u)^{0,6}} \times \frac{(fB_s)^{0,6}}{k_{ок}^{0,2}(k_\tau \rho_{20})^{0,8}}\,\frac{\varphi_s^{0,6}}{\varphi_{ок}^{0,2}\varphi_{w2}^{0,8}(1+\varepsilon i_1)^{0,3}}, \ \frac{а}{мм^2};$$

при заданном перегреве для ТВР $B = B_s$ (по табл. 14.4 и данным § 14.3),

$$j_2 = 0,4\sqrt{q_p}\,\frac{\alpha_0^{0,57}\tau_м^{0,7}}{P_г^{0,15}Г^{0,7}}\,\frac{(fB_s)^{0,15}}{k_{ок}^{0,4}k_\tau^{0,6}\rho_{20}^{0,6}}\left(\frac{Б}{1+\nu}\right)^{0,6} \times \frac{(1+\varepsilon i_1)^{0,4}}{(1+i_1)^{0,6}}\,\frac{\varphi_s^{0,15}}{z^{0,1}}\left(\frac{\varphi_{пк}}{\varphi_{w2}}\right)^{0,6}\frac{1}{\varphi_{ок}^{0,4}}, \ \frac{а}{мм^2}, \quad (14.18)$$

для ТЕР

$$j_2 = 0{,}6\sqrt{q_p}\,\frac{\alpha_0^{0,7}\tau_{\text{м}}^{0,9}}{P_{\text{г}}^{0,2}\Gamma^{0,9}}\,\frac{f^{0,2}}{p_1^{0,1}}\,\frac{\nu^{0,1}}{k_{\text{ок}}^{0,4}\,(k_\tau\rho_{20})^{0,6}}\times$$

$$\times\left(\frac{Б}{1+\nu}\right)^{0,7}\frac{(1+\varepsilon i_1)^{0,4}}{(1+i_1)^{0,6}}\,\frac{\varphi_{\text{пк}}^{0,7}\varphi_s^{0,2}}{z^{0,1}\varphi_{\text{с}}^{0,1}\varphi_{\text{ок}}^{0,4}\varphi_{w2}^{0,6}},$$

$$B = 6\sqrt{q_p}\,\frac{\alpha_0^{0,7}\tau_{\text{м}}^{0,9}}{P_{\text{г}}^{0,2}\Gamma^{0,9}}\,\frac{f^{0,2}}{p_1^{0,6}}\,\frac{k_{\text{ок}}^{0,1}\nu^{0,6}}{(k_\tau\rho_{20})^{0,1}}\left(\frac{Б}{1+\nu}\right)^{0,7}\frac{\varphi_{\text{пк}}^{0,7}\varphi_s^{0,2}\varphi_{\text{ок}}^{0,1}}{z^{0,1}\varphi_{\text{с}}^{0,6}\varphi_{w2}^{0,1}},\ \textit{тл}.$$

Понятия ТВР и ТЕР и входящие в выражения (14.18) величины $k_{\text{с}}$, $k_{\text{ок}}$, α_0, Γ, ρ_{20}, k_τ, p_1, B_s, φ_i, ν, $Б$, i_1, ε (εi_1), z, $P_{\text{г}}$ определяем по соответствующим рубрикам § 14.3, в том числе по рис. 14.1—14.3, табл. 14.1—14.4, выражениям (14.1) — (14.10), (14.13) — (14.17). Подчеркнем, что коэффициент α_0 для данных типа т. м. м. и условий охлаждения есть величина постоянная и не зависящая ни от температуры, ни от размеров (мощности). Значения α_0 берутся по табл. 7.3.

Выражения для j_2 и B можно упростить, подставив типовые значения мало влияющих на конечный результат величин:

при заданном падении напряжения $B = B_s$, *тл*,

$$j_2 = 0{,}09\sqrt[5]{u^4 P_{\text{г}}\frac{(fB_s)^3}{\rho_{20}^4}\,\frac{\varphi_s^3}{\varphi_{\text{ок}}\varphi_{w2}^4}},\ \frac{a}{\textit{мм}^2};$$

при заданном перегреве для ТВР $B = B_s$, *тл*,

$$j_2 = 5{,}4\cdot10^{-3}\sqrt{q_p}\,\frac{\tau_{\text{м}}^{0,7}}{P_{\text{г}}^{0,15}}\,\frac{(fB_s)^{0,15}}{k_{\text{ок}}^{0,4}\rho_{20}^{0,6}}\left(\frac{Б}{1+\nu}\right)^{0,6}\times$$

$$\times\frac{\varphi_{\text{пк}}^{0,6}\varphi_s^{0,15}}{\varphi_{\text{ок}}^{0,4}\varphi_{w2}^{0,6}},\ \frac{a}{\textit{мм}^2};$$

для ТЕР

$$j_2 = 3{,}4\cdot10^{-3}\sqrt{q_p}\,\frac{\tau_{\text{м}}^{0,9}}{P_{\text{г}}^{0,2}}\,\frac{f^{0,2}}{p_1^{0,1}}\,\frac{1}{k_{\text{ок}}^4\rho_{20}^{0,6}}\times$$

$$\times\left(\frac{Б}{1+\nu}\right)^{0,7}\frac{\varphi_{\text{пк}}^{0,7}\varphi_s^{0,2}}{\varphi_{\text{с}}^{0,1}\varphi_{\text{ок}}^{0,4}\varphi_{w2}^{0,6}},\ \frac{a}{\textit{мм}^2},$$

$$B = 0{,}6\,\frac{\sqrt{q_p}}{10}\,\frac{\tau_{\text{м}}^{0,9}}{P_{\text{г}}^{0,2}}\,\frac{f^{0,2}}{p_1^{0,6}}\,\nu^{0,6}\times$$

$$\times\left(\frac{Б}{1+\nu}\right)^{0,7}\frac{\varphi_{\text{пк}}^{0,7}\varphi_s^{0,2}\varphi_{\text{ок}}^{0,1}}{\varphi_{\text{с}}^{0,6}\varphi_{w2}^{0,1}},\ \textit{тл}. \qquad (14.19)$$

Здесь все величины берутся так же, как выше. Если геометрия проектируемого сердечника близка к компромиссной (оптимальной) по табл. 11.10, вместо расчета j_2 и B по формулам (14.18), (14.19) можно пользоваться кривыми их зависимости от мощности, построенными для всех типов т. м. м. при полном заполнении окна на рис. 14.4

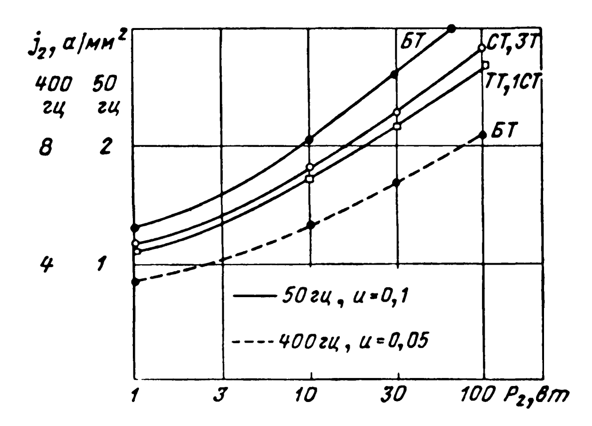


Рис. 14.4. Зависимость оптимальной плотности тока вторичных обмоток т. м. м. оптимальной (компромиссной) геометрии от мощности при заданном падении напряжения.

($k_{ок} = 0{,}18 \div 0{,}22$) и 14.5, 14.6 ($k_{ок} = 0{,}27 \div 0{,}33$). Все прочие условия типовые, ε приняты оптимальными $\varepsilon = \varepsilon_0$ по (14.7)—(14.9). Опираясь на эти кривые, можно пересчитывать величины j_2 и B с достаточной точностью на дру-

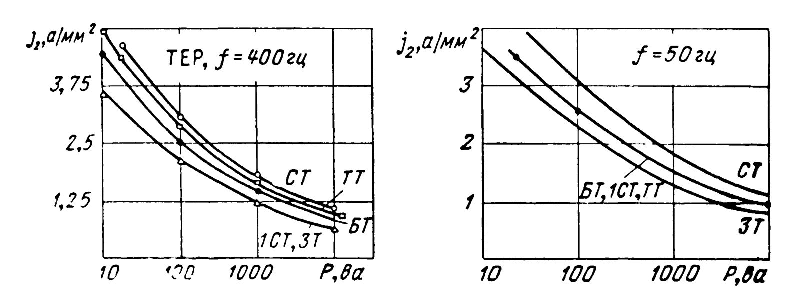


Рис. 14.5. Зависимость оптимальной плотности тока вторичных обмоток т. м. м. оптимальной (компромиссной) геометрии от мощности при заданном перегреве.

ґие условия (не типовые) согласно ориентировочным зависимостям:

при условии $u = \mathrm{const}$

$$\left.\begin{array}{l} B = B_s, \; j_2 = j_2^* \left(\dfrac{0{,}017}{\rho_{20}} \dfrac{u}{0{,}1}\right)^{0{,}8} \left(\dfrac{B_s}{1{,}6}\dfrac{f}{50}\right)^{0{,}6} \times \\ \times \left(\dfrac{0{,}22}{k_{\text{ок}}}\right)^{0{,}2} \dfrac{\Phi_\varphi}{\Phi_\varphi^*}; \\ \textit{при условии } \tau = \mathrm{const} \text{ для ТВР } B = B_s, \\ j_2 = j_2^* \sqrt{\dfrac{q_p}{1}} \left(\dfrac{\alpha_0}{\alpha_{\text{от}}} \dfrac{\tau_{\text{м}}}{50}\right)^{0{,}7} \left(\dfrac{B_s}{1{,}6}\dfrac{f}{50}\right)^{0{,}15} \left(\dfrac{0{,}017}{\rho_{20}}\right)^{0{,}6} \times \\ \times \left(\dfrac{0{,}3}{k_{\text{ок}}}\right)^{0{,}4} \dfrac{\Phi_\varphi}{\Phi_\varphi^*}; \\ \text{для ТЕР} \\ j_2 = j_2^* \sqrt{\dfrac{q_p}{1}} \left(\dfrac{\tau_{\text{м}}}{50}\right)^{0{,}9} \left(\dfrac{f}{400}\right)^{0{,}2} \left(\dfrac{13}{p_1}\right)^{0{,}1} \times \\ \times \left(\dfrac{0{,}3}{k_{\text{ок}}}\right)^{0{,}4} \dfrac{\Phi_\varphi}{\Phi_\varphi^*} \left(\dfrac{\alpha_0}{\alpha_{\text{от}}}\right)^{0{,}7}, \\ B = B^* \sqrt{\dfrac{q_p}{1}} \left(\dfrac{\tau_{\text{м}}}{50}\right)^{0{,}9} \left(\dfrac{f}{400}\right)^{0{,}2} \times \\ \times \left(\dfrac{13}{p_1}\right)^{0{,}6} \dfrac{\Phi_\varphi}{\Phi_\varphi^*} \left(\dfrac{\alpha_0}{\alpha_{\text{от}}}\right)^{0{,}7}, \end{array}\right\} \quad (14.20)$$

где $\alpha_0/\alpha_{\text{от}}$ определены по табл. 14.2.

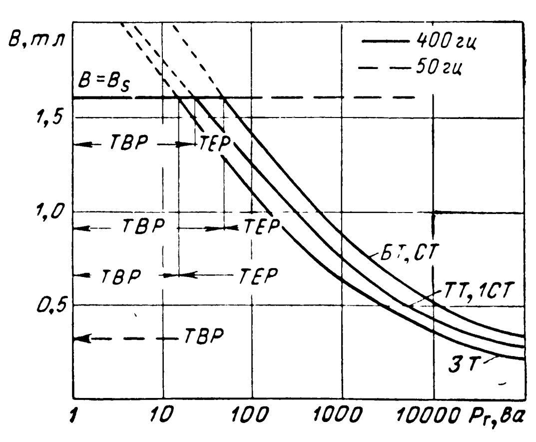


Рис. 14.6. Зависимость оптимальной магнитной индукции т. м. м. оптимальной (компромиссной) геометрии от мощности при перегреве $\tau_{\text{м}} = 50$ *град*.

Учитывать следует только те сомножители, для которых имеется отличие от типовых условий (например, перегрев отличается от 50 *град* — пересчет ведется по сомножителю $(\tau_м/50)^{0,9}$ и т. д.). Знаком * помечены величины, соответствующие условиям построения рис. 14.4—14.6, символом Φ_φ обозначена совокупность функций от изображений φ_i, входящих в выражения (14.18), (14.19). Член Φ_φ пересчитывается в случае, когда геометрия сильно отличается от компромиссной (табл. 11.1), для которой построены графики.

Для ТНЗО величина j_2 увеличивается в соответствии с уменьшением величины $k_{ок} \doteq c_\Delta$ по (5.55), (12.1), (12.2). Параметры x, y, z, от которых зависят функции φ_i, следует выбирать оптимальными (табл. 14.5), если нет других, особых требований. Заметим, что формулы и графики приведены для величины j_2; плотность j_1 и средняя плотность j будут существенно выше по (5.66), ибо $\varepsilon_0 < 1$ (принято $\varepsilon = \varepsilon_0$).

Определение электромагнитных нагрузок при известных размерах сердечника. Этот случай носит менее общий характер, но в практике проектирования встречается чаще, чем предыдущий. Для данного случая величины j_2 и B установлены выражениями (9.2), (9.5) — (9.7), (9.14), (9.18), (9.20), (5.66), (5.37), из которых с учетом (8.41) получаем

$$j_1 = \frac{j_2}{\varepsilon}, \quad j_2 = \sqrt{\frac{p_{к2}(1+\varepsilon i_1)}{k_{ок} k_\tau \rho_{20} s_{ок} l_{w2}}}; \tag{14.21}$$

а B и $p_{к2}$ при разных условиях различны:

задано u:

$$B = B_s, \quad p_{к2} = \frac{u}{2(1-u)} P_г; \tag{14.22}$$

задано $\tau_м$:

$$p_{к2} = \frac{p_к + p_с}{(1+i_1)(1+\nu)}, \quad (p_к + p_с) = \alpha \tau_м \frac{Б}{Г} П_к, \tag{14.23}$$

причем для ТВР $B = B_s$, для ТЕР

$$B = \sqrt{\frac{\nu}{\nu+1} \frac{\alpha \tau_м Б П_к \cdot 10^3}{k_с p_1 Г \gamma_с V_с}}. \tag{14.24}$$

Величины $k_{ок}$, α, ε, i_i, ν, $Б$, $Г$, p_1 определяем так же, как объяснено в предыдущей рубрике.

Нужные для определения j_2 и B величины $П_к$ (как и $k_{0к}$, α_{0h}, $\varepsilon\,(\varepsilon i_1)$, β, а для ТЕР — величины $\nu = \nu_0$ и $Б$) рассчитаны для всех унифицированных сердечников и занесены в расчетные таблицы П14.1 — П14.10. Заметим, что величина $П_к$ для данного типоразмера практически одинакова в случаях полного заполнения окна и ТНЗО. Дело в том, что некоторое уменьшение боковой поверхности катушки из-за уменьшения ее радиусов закруглений (толщины $c_к$) компенсируется дополнительной поверхностью охлаждения $П_к$ по выражению (7.48) и уменьшением перепада температур внутри катушки. Поэтому в практических расчетах используем единую величину $П_к$, занесенную в табл. П14.1 — П14.10.

Для типовых катушек, оптимальных соотношений $\varepsilon = \varepsilon_0$ и типовых значений $\tau_м = 50$ *град* или $u = 0{,}1$ при частоте 50 и 400 *гц* по формулам (14.21) — (14.24) рассчитаны и сами значения j_2 и B. Они занесены в специальные расчетные таблицы П14.1а,б — П14.10а. Каждая из таблиц относится к соответствующему ряду сердечников и расположена вслед за таблицей основных размеров этого ряда. Например, табл. П14.3 соответствует табл. П14.3а, помещенная сразу за ней, и т. д.

Просим обратить внимание: значения j_2 по табл. П14.1а—П14.4а значительно меньше, чем при той же мощности т. м. м. по рис. 14.4, 14.5. Это объясняется влиянием геометрии сердечников: для построения рис. 14.4, 14.5 принята оптимальная (компромиссная) геометрия по табл. 11.1; у нормализованных сердечников ШЛ (Ш), ПЛ, ОЛ, ТЛ геометрия иная, в частности значительно больше параметры x — см. условия (6.5), (6.4). Влияние геометрии на величину j подробно анализировалось в § 11.7.

Сравнивая табличные значения j_2 с другими данными, нельзя забывать также, что это именно величины j_2, которые при взятом соотношении $\varepsilon = \varepsilon_0$ принципиально меньше, чем j_1, и значительно ($j_1 = j_2/\varepsilon$, $\varepsilon = \varepsilon_0 < 1$, очень грубо $j_1 \approx 1{,}4\; j_2$).

14.5. Определение основных размеров сердечника при его свободном выборе

В большинстве случаев пользуются унифицированными рядами сердечников (§ 14.6). Сердечник произвольных размеров проектируют обычно для весьма больших т. м. м.,

не укладывающихся в нормализованные ряды, а также при необходимости получить сердечник вполне определенной нестандартной формы или спроектировать наиболее оптимальный т. м. м. для заданных условий. Последнее особенно важно для т. м. м. ограниченной номенклатуры, но выпускаемых массовыми партиями (например, т. м. м. наименьшей стоимости для телевизоров, радиоприемников и другой бытовой аппаратуры). Точно рассматриваемая задача решается по обобщенной методике расчета (§ 13.2, часть 2). Здесь изложим инженерный метод решения. Предполагаем, что тип и конструкция трансформатора уже выбраны проектантом (§ 14.2). Задача — определить толщину и ширину стержня, ширину и высоту окна сердечника: a, b, c, h (рис. 5.6).

Дело сводится к нахождению произведения $s_c s_{ок}$, которое затем разбивается на искомые размеры $s_c = ab$, $s_{ок} = ch$. Используем выражения (14.11) и (14.14):

$$s_c s_{ок} = \frac{c_p P_г (1+\varepsilon i_1)\cdot 10^2}{4{,}44 f k_c k_{ок} j_2 B}, \; см^4. \qquad (14.25)$$

Используя геометрические изображения φ_s и $\varphi_{ок}$, находим отсюда сразу

$$a = \sqrt[4]{\frac{c_p P_г (1+\varepsilon i_1)\cdot 10^2}{4{,}44 f k_c k_{ок} j_2 B \varphi_s \varphi_{ок}}}, \; см, \qquad (14.26)$$

и $c = xa$, $b = ya$, $h = za$.

Здесь j_2 и B берем по данным § 14.4 (формулы (14.18) — (14.20), рис. 14.4, 14.5), остальные величины, в том числе x, y, z,— по указаниям § 14.3 так же, как в формулах (14.18), (14.19), c_p — с учетом рис. 14.3 и выражений (14.15) — (14.17).

Теперь для получения оптимального решения достаточно выбрать оптимальные значения x, y, z (табл. 14.5), от которых зависят функции $\varphi_{ок}$ и φ_s, входящие в формулу (14.26) и выражения для определения j_2 и B. При решении в виде (14.25) разбивка произведения $s_c s_{ок}$ должна быть сделана так, чтобы получить параметры $x = c/a$, $y = b/a$, $z = h/a$ опять-таки оптимальными в заданном смысле. При желании придать сердечнику какую-либо особую форму значения параметров x, y, z выбирают в соответствии с поставленной целью.

Для самых ориентировочных, грубых прикидок можно пользоваться соотношениями ($\tau_м \approx 50$ *град*)

$$s_c s_{ок} = P_г \; (50 \; гц) \; и \; s_c s_{ок} = 0{,}2 \; P_г \; (400 \; гц). \qquad (14.27)$$

В серьезной инженерной практике, однако, эти соотношения могут рассматриваться только как некоторые отправные точки, не более.

Вместо нахождения $s_c s_{ок}$ или a по выражениям (14.25), (14.26) можно определить нужные размеры через удельный объем т. м. м. v, минуя промежуточные вычисления j_2 и B. Для этого находим $э = v$ по (9.54), (9.57) или (9.60) и затем $V = vP_г$, $a = \sqrt[3]{V/\varphi_v^3}$, где φ_v берем по табл. 5.4.

Определяя размеры сердечника, приходится пользоваться промежуточными формулами, различными для случаев $u = \text{const}$ и $\tau_м = \text{const}$. Когда наиболее жесткое из этих условий заведомо известно, не представляет труда выбрать и соответствующие расчетные формулы. Когда же это неизвестно, приходится просчитать оба случая и выбрать, как более жесткое, решение, приводящее к худшему конечному результату (больший вес, объем или стоимость трансформатора — в зависимости от поставленных требований); о выборе режима ТВР или ТЕР при $\tau_м = \text{const}$ см. § 14.3.

Примеры расчета

1. Найти основные размеры ШС для анодно-накального т. м. м. наименьшей стоимости с четырьмя обмотками при частоте 50 *гц*, допустимом падении напряжения $u = 0{,}1$ и следующих данных: одна вторичная обмотка нагружена на мостовой, другая — на двухполупериодный выпрямитель со средней точкой, $U_{21} = 210$ *в*, $I_{21} = 0{,}02$ *а*, $U_{22} = 250$ *в*, $I_{22} = 0{,}016$ *а*; у накальных обмоток $U_{23} = 6{,}3$ *в*, $I_{23} = 0{,}5$ *а*, $U_{24} = 5$ *в*, $I_{24} = 0{,}7$ *а*; сталь Э42, обмотки медные, прочие условия типовые.

Определим исходные величины (§ 14.3). Мощности: $P_{21} = 210 \times 0{,}02 = 4{,}2$ *ва*, $P_{22} = 250 \cdot 0{,}016 = 4$ *ва*, $P_{23} = 6{,}3 \cdot 0{,}5 = 3{,}15$ *ва*, $P_{24} = 5 \cdot 0{,}7 = 3{,}5$ *ва*, $P_2 = \sum_1^4 P_{2i} = 4{,}2 + 4 + 3{,}15 + 3{,}5 \approx 14{,}9$ *ва*; по выражениям (14.13) $k_{вi} = 1$, $k_{в2} = 0{,}71$, $k_{в3} = 1$, $k_{в4} = 1$ и $P_г = {}^1/_2\,(14{,}9 + 1 \cdot 4{,}2 + 0{,}71 \cdot 4 + 1 \cdot 3{,}15 + 1 \cdot 3{,}5) = 14{,}3$ *ва*.

По указаниям § 14.2 выбираем БТ как наилучший при заданных условиях. По табл. 3.2 (§ 3.1) толщина стали 0,35 *мм* и по табл. 14.1 $k_c = 0{,}93$, по рис. 14.1 $k_{ок} = 0{,}26$, по выражениям (14.10) и (14.15) $\varepsilon = \varepsilon_0 \approx 0{,}85$, $1 + \varepsilon i_1 = 1{,}85$, $c_p = 1 + \frac{0{,}1}{2(1 - 0{,}1)} = 1{,}045$, по (14.18) при $u = \text{const}$ $B = B_s$.

Поскольку рис. 14.4 построен при типовом условии $B_s = 1{,}6$ *тл*, а в нашем случае для горячекатаной стали по табл. 14.4 $B_s = 1{,}15$ *тл*, то, взяв по рис. 14.4 величину $j_2^* = 2{,}25$ *а/мм²*, пересчитаем ее в соответствии с выражением (14.20): $j_2 = 2{,}25 \cdot (1{,}15/1{,}6)^{0{,}6} = 1{,}8$ *а/мм²*. Теперь по (14.25) находим

$$s_c s_{ок} = \frac{1,045 \cdot 14,3 \cdot 1,85 \cdot 10^2}{4,44 \cdot 50 \cdot 0,93 \cdot 0,26 \cdot 1,8 \cdot 1,15} = 25 \; см^4$$

(по прикидочной зависимости (14.27) получили бы 14,3 $см^4$).

Для распределения величины $s_c s_{ок}$ между s_c и $s_{ок}$ определяем по табл. 14.5 параметры практически оптимальной геометрии: $x = 0,5$; $y = 2$, $z = 1,3$, по табл. 5.4:

$$\varphi_{ок} = xz = 0,5 \cdot 1,3 = 0,65, \; \varphi_s = y = 2,$$

$$\frac{\varphi_{ок}}{\varphi_s} = \frac{s_{ок}}{s_c} = \frac{0,65}{2} \approx 0,33;$$

$$s_c = \sqrt{\frac{s_{ок} s_c}{s_{ок}/s_c}} = \sqrt{\frac{0,25}{0,33}} = 8,7 \; см^2,$$

$$s_{ок} = \frac{25}{8,7} = 2,9 \; см^2.$$

Отсюда по формулам табл. 5.2—5.4

$$a = \sqrt{\frac{s_c}{y}} = \sqrt{\frac{8,7}{2}} = 2,1 \; см.$$

По формуле (14.26) получили бы сразу

$$a = \sqrt[4]{\frac{1,045 \cdot 14,3 \cdot 1,85 \cdot 10^2}{4,44 \cdot 50 \cdot 0,93 \cdot 0,26 \cdot 1,8 \cdot 1,15 \cdot 2 \cdot 0,65}} = 2,1 \; см.$$

По выражениям (5.58) $c = xa = 0,5 \cdot 2,1 = 1,05$ *см*, $b = ya = 2 \cdot 2,1 = 4,2$ *см*, $h = za = 1,3 \cdot 2,1 = 2,7$ *см*.

В случае стали Э320 по табл. 14.4 принимаем $B_s = 1,3$ *тл*, по рис. 14.4 и выражению (14.20) $j_2 = 2,25 \cdot (1,3/1,6)^{0,6} = 2$ *а/мм²* и по (14.26) пересчитываем a:

$$a = 2,1 \sqrt[4]{\frac{1,8}{2,1} \frac{1,15}{1,3}} = 1,95 \approx 2 \; см;$$

отсюда по (5.58) $c = 0,5 \cdot 1,95 \approx 1$ *см*, $b = 2 \cdot 1,95 \approx 4$ *см*, $h = 1,3 \times 1,95 \approx 2,5$ *см*.

По условиям (5.91) $ц_c = 0,045$, $ц_к = 0,24$ *коп/г* (провод ПЭЛ) и по формулам табл. 14.9, помещенной в § 14.7, находим:

$c_к = 1—0,07 = 0,93$ *см*,
$s_c = 2 \cdot 4 = 8$ *см²*, $l_c = 2 \cdot (1 + 2,5) + 2\pi/2 = 10,7$ *см*,
$s_{ок} = 1 \cdot 2,5 = 2,5$ *см²*,
$l_w = 1,1\,(2 \cdot 2 + 2 \cdot 4 + \pi \cdot 0,93) = 16,3$ *см*,
$V_c = 8 \cdot 10,1 = 81$ *см³*, $V_к = 2,5 \cdot 16,3 = 41$ *см³*,
$G_c = 0,93 \cdot 7,65 \cdot 81 = 580$ *г*, $G_к = 0,26 \cdot 8,9 \cdot 41 = 94$ *г*,
$Ц_c = 0,045 \cdot 580 = 26$ *коп*, $Ц_к = 0,24 \cdot 94 = 23$ *коп*,
$G = 580 + 94 = 674$ *г*, $Ц = 23 + 26 = 49$ *коп*.

2. Найти основные размеры ЛС из стали Э320 для низковольтного трехобмоточного т. м. м. наименьшего веса мощностью $P_2 = 550$ *ва* с медными обмотками при частоте 50 *гц* и перегреве 50 *град*. Все условия типовые.

Согласно указаниям § 14.2 выбираем СТ как обладающий наименьшим весом и по табл. 3.2 (§ 3.1) — толщину стали 0,35 *мм*. Исходные расчетные величины (§ 14.3): по выражению (14.13) при $k_в = 1$ $P_г = P_2 = 550$ *ва*, по табл. 14.1 $k_c = 0,93$, по рис. 14.1 $k_{ок} = 0,34$, категория трансформатора — ТВР, по (14.10) $\varepsilon = \varepsilon_0 = 0,85$ и $1 + \varepsilon i_1 = 1,85$, по рис. 14.3 $c_p = 1,02$, по рис. 14.5 $j_2 = 1,95$ *а/мм*², по рис. 14.6 $B = B_s$ и по табл. 14.4 $B_s = 1,65$ *тл*.

По (14.25) находим

$$s_c s_{ок} = \frac{1,02 \cdot 550 \cdot 1,85 \cdot 10^2}{4,44 \cdot 50 \cdot 0,93 \cdot 0,34 \cdot 1,95 \cdot 1,65} = 485 \text{ см}^4.$$

Для распределения величины $s_c s_{ок}$ между s_c и $s_{ок}$ определяем по табл. 14.5 параметры практически оптимальной геометрии: $x = 1,1$, $y = 1,6$, $z = 2$, по табл. 5.4 $\varphi_s = y = 1,6$, $\varphi_{ок} = xz = 1,1 \cdot 2 = 2,2$, $\varphi_{ок}/\varphi_s = s_{ок}/s_s = 2,2/1,6 = 1,37$, $s_c = \sqrt{485/1,37} = 18,8$ *см*², $s_{ок} = 485/18,8 = 25,8$ *см*². Отсюда по формулам табл. 5.2—5.4

$$a = \sqrt{\frac{s_c}{y}} = \sqrt{\frac{18,8}{1,6}} = 3,43 \text{ см}.$$

По формуле (14.26) получили бы сразу

$$a = \sqrt[4]{\frac{1,02 \cdot 550 \cdot 1,85 \cdot 10^2}{4,44 \cdot 50 \cdot 0,93 \cdot 0,34 \cdot 1,85 \cdot 1,65 \cdot 1,6 \cdot 2,2}} = 3,43 \text{ см}.$$

По выражениям (5.58) $c = xa = 1,1 \cdot 3,43 = 3,8$ *см*, $b = ya = 1,6 \times 3,43 = 5,5$ *см*, $h = za = 2 \cdot 3,43 = 6,85$ *см*. По сортаменту (табл. П3.1) окончательно принимаем $b = 5,6$ *см* и, соблюдая условие $s_c s_{ок} = \text{const}$, $a = 3,4$ *см*, $c = 3,8$ *см*, $h = 6,8$ *см*, $c_к = 1,9$ *см*.

Сравним результаты с более точным расчетом, если ε, i_1, j_2 брать не указанными выше, а более точными путями. Так как для СТ по (5.46) $c_к = c/2$ и $x_к = x/2 = 0,55$, получаем по (14.7)

$$\varepsilon_0 = \sqrt{\frac{1 + 1,6}{1 + 1,6 + \pi \cdot 0,55}} = 0,78,$$

по рис. 14.2 при $P_{50/50} = 550$ $i_1 = 1,025$, отсюда $\varepsilon i_1 = 0,78 \cdot 1,025 = 0,8$, $1 + \varepsilon i_1 = 1,8$ (принималось 1,85); для расчета j_2 находим по табл. 5.4 при полученных выше x, y, z, $x_к$, φ_s, $\varphi_{ок}$ и $z_к \approx z$, $\xi = 0$:

$$\varphi_c = 1,6\,[2\,(1,1 + 2) + \pi] = 15,$$

$$\varphi_w = 1,1\,[(2 + 2 \cdot 1,6 + \pi \cdot 0,55)] = 7,6,$$

$$\varphi_{w2} = 1,1\,\left(2 + 2 \cdot 1,6 + \pi \cdot 0,55\,\frac{1 + 2 \cdot 1,8}{1 + 1,8}\right) = 8,8,$$

$$\varphi_к = 7{,}6 \cdot 2{,}2 = 16{,}7; \ \frac{\varphi_с}{\varphi_к} = \frac{V_с}{V_к} = \frac{15}{16{,}7} = 0{,}9,$$

$$\varphi_{пс} = 2 \cdot 1{,}6\,(1{,}1 + \pi) + 2\,(2 \cdot 1{,}1 + \pi) = 24{,}3,$$

$$\varphi_{пк} = 2 \cdot 2\,[2\pi \cdot 0{,}55 + 1{,}6 + 2] + 2{,}8 \cdot 0{,}55\,(\pi \cdot 0{,}55 + 1{,}6 + 2) = 36{,}6,$$

$$\beta = \varphi_{пс}/\varphi_{пк} = 24{,}3/36{,}6 = 0{,}66;$$

по (5.28) и табл. 14.3 и П3.3 $p_1 = k_p p_1' = 1{,}5 \cdot 0{,}7 = 1{,}05$ *вт/кг* и по формулам (14.3) и (14.4) при $m_1 = 1$

$$\nu = 1{,}2\,\frac{1{,}05 \cdot 1{,}65^2 \sqrt{550}}{100 \cdot 1 \cdot 1}\,0{,}9\sqrt{1 \cdot 1} = 0{,}64,$$

по (14.1) было бы $\nu_0 = 1 + 0{,}66 - 0{,}2 \cdot 0{,}66^2 = 1{,}57$ (так как $\nu = 0{,}64 < \nu_0$, режим ТВР выбран правильно),

$$Б = 1 + 0{,}66\sqrt{\frac{0{,}64 + 0{,}6}{1 + 0{,}2 \cdot 0{,}66 \cdot 0{,}64}} = 1 + 0{,}66 \cdot 1{,}07 = 1{,}71;$$

по (14.19) определяем j_2 при $q_p = 1$, $\rho_{20} = 0{,}0175$:

$$j_2 = 5{,}4 \cdot 10^{-3} \cdot 1 \cdot \frac{50^{0,7}}{550^{0,15}}\,\frac{(50 \cdot 1{,}65)^{0,15}}{0{,}34^{0,4} \cdot 0{,}0175^{0,6}}\left(\frac{1{,}71}{1 + 0{,}64}\right)^{0,6} \times$$
$$\times\,\frac{36{,}6^{0,6} \cdot 1{,}6^{0,15}}{2{,}2^{0,4} \cdot 8{,}8^{0,6}} = 2{,}1 \ а/мм^2.$$

Результат, близкий к прежнему, поскольку условия построения кривых на рис. 14.5 близки к условиям данного конкретного расчета. Теперь можно уточнить величину $s_c s_{ок}$ по (14.25): $s_c s_{ок} = 485 \times (1{,}95/2{,}1) = 450$ *см*^{4}.

3. Тот же случай, что в предыдущем примере 2, но $\tau_м = 40$ *град* и провода не с эмалевой, а с волокнистой изоляцией.

В данном случае меняются величины $k_{ок}$ и $j_2 k_{ок}$. По табл. 14.2 выражениям (14.3), (14.20) получаем $k_{ок}/k_{ок\,т} = 0{,}85$, новые значения $\nu = 0{,}64 \cdot (50/40)^2 \sqrt{1/0{,}85} = 1{,}1$ (так как $\nu < \nu_0$, режим ТВР сохраняется), $k_{ок} = 0{,}85 \times 0{,}34 = 0{,}29$, $j_2 = 2{,}1\left(\frac{40}{50}\right)^{0,7} \times \left(\frac{0{,}34}{0{,}29}\right)^{0,4} = 1{,}95$ *а/мм*^{2}. Поэтому согласно (14.25) новое значение $s_c s_{ок}$ составит $450 \cdot \frac{0{,}34}{0{,}29} \cdot \frac{1{,}95}{1{,}6} = 640$ *см*^{4}. Далее — действия, как и в предыдущем примере.

4. Тот же случай, что в примере 2, но расчет выполнить при неполном (оптимальном) заполнении окна. По табл. 14.2 новое значение $k_{ок} = 0{,}7 \cdot 0{,}34 = 0{,}24$; согласно примечанию 5 к табл. 14.5 $x \approx 1{,}1 \cdot 1{,}4 \approx 1{,}5$, $x_к \approx 0{,}7\frac{1{,}5}{2} = 0{,}55$; прежние значения $y = 1{,}6$, $z \approx z_к = 2$, $\varphi_s = 1{,}6$. Находим: $\varphi_{ок} = 1{,}5 \cdot 2 = 3$, $\varphi_c = 1{,}6 \times [2\,(1{,}5 + 2) + \pi] = 16{,}3$; при $\xi \approx 0{,}8$ (§ 7.7) $\varphi_{пк} = 2 \cdot 2\,[2\pi \times 0{,}55 + 1{,}6\,(1 + 0{,}8) + 2] + 2{,}8 \cdot 0{,}55\,(\pi \cdot 0{,}55 + y + 2) = 41{,}7$; остальные геометрические величины практически прежние. Так как произведение $k_{ок}\varphi_{ок}$ тоже не изменилось, согласно форму-

ле (14.19) плотность тока j_2 изменится только из-за изменения величины $\varphi_{пк}$ и составит

$$j_2 = 1,95\left(\frac{41,7}{36,6}\right)^{0,6} = 2,1\ а/мм^2,$$

а согласно формуле (14.26)

$$a \approx 3,4\sqrt{\frac{1,95}{2,1}} \approx 3,3\ см.$$

Отсюда $b = 1,6\cdot 3,3 = 5,26$ *см*, $c = 1,5\cdot 3\cdot 3 = 4,95$ *см*, $h = 2\cdot 3,3 = 6,6$ *см*, $c_к = 0,55\cdot 3,3 = 1,8$ *см*. По сортаменту (табл. П3.1) $b = 5,6$ *см*, и, сохраняя $s_c s_{ок} = \text{const}$, окончательно принимаем $a = 3,2$ *см*, $c = 4,8$ *см*, $c_к = 1,8$ *см*, $h = 6,6$ *см*.

Подсчитаем по формулам табл. 14.9 (§ 14.7) или по табл. 5.4, что принципиально безразлично, веса и стоимости материалов в вариантах полного (пример 2) и оптимального неполного заполнения, т. е. ТНЗО (данный пример):

	Полное заполнение	ТНЗО
s_c, *см*²	$3,4\cdot 5,6 = 19$	$3,3\cdot 5,6 = 18,5$
l_c, *см*	$2(3,8+6,8)+\pi\cdot 3,4 = 31,9$	$2(4,8+6,6)+\pi\cdot 3,3 = 33,1$
$s_{ок}$, *см*²	$3,8\cdot 6,8 = 25,9$	$4,8\cdot 6,6 = 31,6$
l_w, *см*	$1,1(2\cdot 3,4+2\cdot 5,6+\pi\cdot 1,9) = 26,4$	$1,1(2\cdot 3,3+2\cdot 5,6+\pi\cdot 1,8) = 25,9$
V_c, *см*³	$19\cdot 31,9 = 607$	$18,5\cdot 33,1 = 614$
$V_к$, *см*³	$25,9\cdot 26,4 = 684$	$31,6\cdot 25,9 = 820$
c_Δ	1	$\frac{2c_к}{c} = \frac{2\cdot 1,8}{4,8} = 0,75$
G_c, *кг*	$0,93\cdot 7,65\cdot 0,607 = 4,32$	$0,93\cdot 7,65\cdot 0,614 = 4,37$
$G_к$, *кг*	$0,34\cdot 8,9\cdot 0,684 = 2,06$	$0,75\cdot 0,34\cdot 8,9\cdot 0,82 = 1,85$
G, *кг*	$4,32+2,06 = 6,38$	$4,37+1,85 = 6,22$

По выражениям (5.91) $ц_c = 0,85$, $ц_к = 3,6$ *руб/кг* (провод ПЭВ), отсюда получаем

$Ц_c$, руб.	$0,85\cdot 4,32 = 3,68$	$0,85\cdot 4,37 = 3,72$
$Ц_к$, руб.	$3,6\cdot 2,06 = 7,40$	$3,6\cdot 1,85 = 6,65$
$Ц$, руб.	$3,68+7,40 = 11,08$	$3,72+6,65 = 10,37$

Как видим, у ТНЗО минимум веса сохранился, но при этом удалось стоимость материалов $Ц$ сократить на 6%, а расход меди — на 10%.

5. Найти основные размеры ленточного сердечника для тороидального т. м. м. наименьшего веса мощностью 225 *ва* при частоте 400 *гц*. Все условия типовые (в частности, $\tau_м = 50$ *град*). По табл. 3.2 толщина стали 0,15 *мм*. Исходные величины для расчета (§ 14.3): по табл. 14.1 $k_c = 0,9$, по выражению (14.13) при $k_в = 1$ $P_г = P_2 = 225$ *ва*, категория трансформатора — ТЕР, по рис. 14.1 $k_{ок} = 0,22$, по (14.10) $\varepsilon = \varepsilon_0 = 0,85$

й $1+\varepsilon i_1=1{,}85$, по рис. 14.3 $c_p=1{,}01$, по рис. 14.5, а $j_2=2{,}5$ $а/мм^2$, по рис. 14.6
$B=1{,}15$ *тл* (так как $B < B_s = 1{,}6$ *тл*, режим ТЕР выбран правильно), по табл. 14.5 параметры оптимальной геометрии $x=1{,}8$, $y=0{,}8$, по табл. 5.4 $\varphi_s=y=0{,}8$, $\varphi_{ок}=\pi\frac{x^2}{4}=2{,}52$.

По формуле (14.26) находим

$$a=\sqrt{\frac{1{,}01\cdot 225\cdot 1{,}85\cdot 10^2}{4{,}44\cdot 400\cdot 0{,}9\cdot 0{,}22\cdot 2{,}5\cdot 1{,}15\cdot 0{,}8\cdot 2{,}52}}=2{,}14\ см.$$

По выражениям (5.58) $c=d=xa=1{,}8\cdot 2{,}14=3{,}85$ *см*, $b=ya=0{,}8\cdot 2{,}14=1{,}71$ *см*. По сортаменту (табл. П3.1) $b=1{,}8$ *см*, и, сохраняя $s_c s_{ок}=\mathrm{const}$, принимаем $a=2$ *см*, $c=d=3{,}9$ *см*, $D=d+2a=3{,}9+2\cdot 2=7{,}9$ *см*.

Расчет по формулам табл. 14.9 (§ 14.7) дает веса: $G_c=460$ *г*, $G_к=260$ *г*, $G=460+260=720$ *г*.

6. Найти основные размеры ленточного сердечника для трехфазного т. м. м. наименьшего веса мощностью 225 *ва* при частоте 400 *гц*. Слоевая изоляция обмоток — пленочная, охлаждение — обдувом со скоростью 0,5 *м/сек*, сталь — Э350, все остальные условия типовые, в частности $\tau_м=50$ *град*.

По табл. 3.2 толщина стали 0,15 *мм*. Исходные расчетные величины (§ 14.3): мощность на одну фазу $P_2=225/3=75$ *ва*, по выражению (14.13) при $k_в=1$ $P_г=P_2=75$ *ва*, по табл. 14.1 $k_c=0{,}9$, категория трансформатора — ТЕР, по рис. 14.3 $c_p=1{,}025$, по рис. 14.2 $i_1=1{,}03$; параметры оптимальной геометрии по табл. 14.5: $x=2$, $y=1{,}6$, $z=2{,}5$; по табл. 5.4 $\varphi_s=y=1{,}6$, $\varphi_{ок}={}^1/_2 xz={}^2/_2\cdot 2{,}5=2{,}5$, для 3Т по (5.46) $c_к=c/2$ и $x_к=x/2=2/2=1$, по (14.7) $\varepsilon=\varepsilon_0=\sqrt{\frac{1+1{,}6}{1+1{,}6+\pi\cdot 1}}=0{,}84$, $1+\varepsilon i_1=1+0{,}84\cdot 1{,}03=1{,}87$.

Отличия от типовых условий приводят к изменению (по сравнению с типовыми) величин $k_{ок}$, α_0 и следовательно и j_2, B. По табл. 14.2 при пленочной изоляции $k_{ок}/k_{ок\,т}=1{,}1$, по табл. 14.2 и рис. 7.15 при заданном обдуве $\alpha_0/\alpha_{0т}=1{,}6$. С учетом этих отношений находим: по рис. 14.1 $k_{ок}=0{,}27\cdot 1\cdot 1=0{,}3$, по рис. 14.5, 14.6 и формулам (14.20) $j_2=2{,}3\cdot 1{,}6^{0,7}=2{,}3\cdot 1{,}4=3{,}2$ $а/мм^2$, $B=1{,}1\cdot 1{,}6^{0,7}=1{,}1\cdot 1{,}4=1{,}55$ *тл* (так как $B < B_s$, режим ТЕР выбран правильно). По формуле (14.26) определяем

$$a=\sqrt[4]{\frac{1{,}025\cdot 75\cdot 1{,}87\cdot 10^2}{4{,}44\cdot 400\cdot 0{,}9\cdot 0{,}3\cdot 3{,}2\cdot 1{,}55\cdot 1{,}6\cdot 25}}=1{,}1\ см.$$

По (5.58) $c=2\cdot 1{,}1=2{,}2$ *см*, $b=1{,}6\cdot 1{,}1=1{,}76$ *см*, $h=2{,}5\times 1{,}1=2{,}75$ *см*, $s_c s_{ок}=1{,}1\cdot 1{,}76\cdot 2{,}2\cdot 2{,}75=11{,}7$ $см^4$ (по прикидочной формуле (14.27) имели бы $s_c s_{ок}=0{,}2\cdot 75=15$ $см^4$). По сортаменту, табл. П3.1, $b=1{,}8$ *см*, и, сохраняя $s_c s_{ок}=\mathrm{const}$, берем $a=1{,}1$ *см*, $c=2{,}2$ *см*, $h=2{,}7$ *см*.

7. Тот же случай, что в предыдущем примере, но $f=1000$ *гц*. По табл. 3.2 берем толщину стали 0,08 *мм*, по табл. 14.1 $k_c=0{,}85$. По выражениям (14.20) вследствие изменения величин f и p_1 изменятся также j_2 и B.

Найдем p_1 (§ 14.3): $p_1 = k_{фр} k_р p_1'$; $k_{фр} = 1{,}2$, по табл. 14.3 $k_р = 1{,}45$, по табл. П3.4 $p_1' = 30$ *вт/кг*, отсюда $p_1 = 1{,}2 \cdot 1{,}45 \cdot 30 = 52$ *вт/кг* (при $f = 400$ *гц* было $p_1 = 13$ *вт/кг*). Прежние значения $j_2 = 3{,}2$ *а/мм²*, $B = 1{,}55$ *тл* пересчитываем по (14.20) и находим: $j_2 = 3{,}2 \left(\frac{1000}{400}\right)^{0,2} \cdot \left(\frac{13}{52}\right)^{0,1} = 3{,}2 \cdot 1{,}2 \cdot 0{,}87 = 3{,}4$ *а/мм²*, $B = 1{,}55 \left(\frac{1000}{400}\right)^{0,2} \cdot \left(\frac{13}{52}\right)^{0,6} = 1{,}55 \cdot 1{,}2 \cdot 0{,}44 = 0{,}82$ *тл*. В соответствии с новыми значениями f, $k_с$, B, j_2 по формуле (14.26) рассчитываем или пересчитываем прежнее значение и находим

$$a = 1{,}1 \sqrt[4]{\frac{400}{1000} \cdot \frac{0{,}9}{0{,}85} \cdot \frac{4{,}6}{4{,}8} \cdot \frac{1{,}62}{0{,}86}} = 1{,}02 \text{ см},$$

$b = 1{,}6 \cdot 1{,}02 \approx 1{,}6$ *см* (имеется в сортаменте, табл. П3.1), $c = 2 \cdot 1{,}02 = 2{,}05$ *см*, $h = 2{,}5 \cdot 1{,}02 = 2{,}55$ *см*. Сохраняя $s_с s_{ок} = \text{const}$, принимаем $a = 1$ *см*, $c = 2$ *см*, $h = 2{,}75$ *см*.

14.6. Выбор унифицированного сердечника

Выбор унифицированного ряда. Прежде всего необходимо остановиться на том или ином ряде сердечников, если он не предписан заведомо (для какого типа т. м. м., ленточные или шихтованные сердечники, для какого условия оптимизации). Это можно сделать по материалам § 14.2, 6.5 (табл. П6.8). Если выбран ТТ или ЗТ, то предопределен и выбор ряда сердечников — ОЛ по табл. П14.3 или ТЛ по табл. П14.4. В случае же выбора БТ или СТ, ввиду наличия нескольких нормализованных рядов сердечников для этих типов т. м. м., необходимы дополнительные рекомендации. Если не довлеют какие-либо иные требования (например, унификации с другими разработками), то для высоковольтных СТ выбираем ряд ПЛВ по табл. П6.3, для низковольтных БТ и СТ — ряд по указаниям табл. 14.6.

Выбор типоразмера сердечника для любых условий проектирования. Для каждого нормализованного сердечника можно заблаговременно рассчитать ту максимальную габаритную мощность $P_т$, которую будет иметь трансформатор, спроектированный на данном сердечнике. Для этого, используя зависимость (14.14), обратимся к основным функциональным уравнениям (9.16), (9.23), (9.27), полученным в гл. 9 для разных условий проектирования (задано u, задано $\tau_м$ — ТВР или ТЕР). Действительно, для известного типоразмера сердечника все величины, входя-

Таблица 14.6

Рекомендации по выбору сердечников для БТ и СТ

Вид т. м. м.		Рекомендуемый ряд для требований			
Тип	Сердечник	наименьшего веса при частоте, *гц*		наименьшей стоимости при частоте, *гц*	
		50	$\geqslant 400$	50	400
БТ	ШС ЛС	Ш2, Ш1 ШЛМ, ШЛ	Ш1, Ш2 ШЛ	УШ, Ш2, Ш1 ШЛР, ШЛМ	Ш2, Ш1 ШЛ
СТ	ЛС	ПЛМ, ПЛ	ПЛ	ПЛМ, ПЛ	ПЛ, ПЛР

Примечания: 1. Ряды расположены в порядке предпочтительности применения, кроме алюминиевых т. м. м. наименьшего веса, где порядок обратный.

2. Ряды приведены в следующих таблицах: Ш1 — П14.1, Ш2 — П14.10, УШ — П14.9, ШЛ — П14.1, ПЛ — П14.2, ШЛМ — П14.5, ПЛМ — П14.6, ШЛР — П14.7, ПЛР — П14.8.

3. При использовании рядов Ш, УШ, ШЛ, ПЛ и частично ШЛМ целесообразно применять метод неполного заполнения окна катушкой, особенно при частоте 50 *гц* (см. гл. 12).

4. Рекомендации по стоимости даны для случая сердечников из электротехнической стали.

5. См. также табл. П6.8.

щие в эти уравнения, легко определить: базисный размер a известен, известна и геометрия сердечников (x, y, z), а следовательно, и все функции φ_i по табл. 5.4. Коэффициент $k_{\text{ок}}$ определяем по выражению (5.55), где при полном заполнении окна $c_\Delta = 1$, а для ТНЗО $c_\Delta = c_{\Delta 0}$ по (12.1) или (12.2). При известных размерах и геометрии легко рассчитываются и все другие величины ($\varepsilon = \varepsilon_0$, i_1, ν, $Б$, $Г$, p_1, c_p) в соответствии со сказанным в § 14.3.

Отдельно скажем о коэффициенте теплоотдачи α. Здесь фигурирует его реальная величина при нужном перегреве для данного типоразмера сердечника. Если задан перегрев 50 *град*, то $\alpha = \alpha_{0h}$ и берется прямо по табл. П14.1—П14.10. Если перегрев или другие условия отличаются от типовых, величину α пересчитываем в соответствии со сказанным в § 14.3.

Мощность $P_{\text{т}}$ назовем габаритной мощностью сердечника (типоразмера сердечника), понимая, конечно, что это мощность трансформатора на данном сердечнике. Мощность $P_{\text{т}}$ можно вычислить не только по функциональным уравнениям, но и по формулам (14.11), (14.14), с промежуточным вычислением электромагнитных нагрузок j_2, B по формулам (14.21) — (14.24), приведенным в § 14.4,

поскольку величины s_c, $s_{ок}$ известны (они для каждого типоразмера помещены в таблицах рядов сердечников).

Зная величину $P_т$ для каждого сердечника, достаточно подобрать из выбранного ряда сердечников такой типоразмер, чтобы в наибольшей степени выполнить условие

$$P_г = P_т \tag{14.28}$$

(при ограничении снизу $P_г \leqslant P_т$), где требуемая габаритная мощность т. м. м. $P_г$ определяется по выражению (14.13).

Если проектирование систематически ведется для одних и тех же условий ($\tau_м$ = const, u = const, f = const и т. д.), величину $P_т$ можно рассчитать один раз и занести в таблицы рядов сердечников (см. следующую рубрику). Однако наша задача сейчас шире — дать конкретный материал для выбора сердечника при любых заданных условиях. Эту задачу можно решить также на основе функциональных уравнений, если вместо мощности $P_т$ ввести обобщенный расчетный критерий Cr. Его определяет расчетчик по приводимым ниже выражениям, выбирая сердечник по условию, аналогичному (14.28),

$$Cr = Cr_т \quad (Cr \leqslant Cr_т),$$

где $Cr_т$ — равнозначный критерий, рассчитанный для каждого типоразмера сердечника.

Критерии Cr и $Cr_т$ находим из основных функциональных уравнений (9.16), (9.23), (9.27).

Значения $Cr_т$ для случаев полного заполнения окна и ТНЗО рассчитаны и занесены для унифицированных сердечников в специально составленные для всех рядов сердечников табл. П14.1*а* — П14.10*а*, помещенные в приложении вместе с табл. П14.1— П14.10 (как разъяснено в конце § 14.4). Это сделано по формулам:

$$\left.\begin{aligned}
&\textit{задано } u\\
&Cr_т = \frac{k_{ок}}{k_\tau \rho_{20}} \frac{1}{1+\varepsilon i_1} \frac{s_c^2 s_{ок}}{l_{w2}};\\
&\textit{задано } \tau_м \text{ для ТВР}\\
&Cr_т = \frac{4{,}44}{\sqrt[8]{50}} \sqrt{\frac{\alpha_{0h} k_{ок}}{\rho_{20}}}\, s_c \sqrt{\frac{s_{ок} БП_к}{l_{w2}}},\\
&\textit{задано } \tau_м \text{ для ТЕР}\\
&Cr_т = \frac{4{,}44}{\sqrt{10}\sqrt[4]{50}} \alpha_{0h} \sqrt{\frac{k_{ок}}{\rho_{20}} \frac{\sqrt{\nu}}{1+\nu}} БП_к \sqrt{\frac{s_c^2 s_{ок}}{G_c l_{w2}}}.
\end{aligned}\right\} \tag{14.29}$$

Все входящие сюда величины определены в соответствии со сказанным выше. Расчетчику остается только рассчитать по достаточно простым выражениям критерии Cr и сопоставить их с табличными значениями $Cr_т$. Если ему при этом неизвестно заведомо, какое условие является более жестким — заданные перегрев (ТВР) или падение напряжения u, то необходимо рассчитать значения Cr для обоих условий. Условие, которое приводит к большему типоразмеру сердечника, и является более жестким, определяющим дальнейший расчет. О режимах ТВР и ТЕР см. § 14.3, 14.7.

Выражения для расчета критерия Cr таковы:

при заданном падении напряжения

$$Cr = \frac{P_г}{10u\,(k_c f B_s \cdot 10^{-2})^2}\,\frac{k_{ок\,т}}{k_{ок}}\,\frac{\rho_{20}}{0{,}0175}, \tag{14.30}$$

при заданном перегреве:

для ТВР ($B = B_s$)

$$Cr = \frac{c_p P_г \sqrt{(1+\nu)\,k_\tau}}{\sqrt{q_p}\,(k_c f B_s \cdot 10^{-2})}\left(\frac{Г}{\tau_м}\right)^{5/8}\sqrt{(1+i_1)(1+\varepsilon i_1)}\times$$
$$\times\sqrt{\frac{k_{ок\,т}\alpha_{0h т} Б_т \rho_{20}}{k_{ок}\alpha_{0h} Б \cdot 0{,}0175}}, \tag{14.31}$$

для ТЕР ($B < B_s$)

$$Cr = \frac{c_p P_г \sqrt{k_\tau p_1}}{q_p^л k_c f/100}\,\frac{\alpha_{0hт}}{\alpha_{0h}}\left(\frac{Г}{\tau_м}\right)^{5/4}\sqrt{(1+i_1)(1+\varepsilon i_1)}\times$$
$$\times\frac{Б_0}{Б}\sqrt{\frac{k_{ок\,т}\rho_{20}}{k_{ок}\cdot 0{,}0175}}, \tag{14.32}$$

где $k_{ок}/k_{ок\,т}$, $\alpha_{0h}/\alpha_{0h\,т}$ — отношения коэффициентов $k_{ок}$, α_0 в реальных условиях к их типовым величинам (по табл. 14.2); $Б_0$ вычислено при $\nu = \nu_0$; л изменяется от 0,5 до 1, возрастая в этих пределах по мере роста частоты, скважности, мощности; $Б_0$, $Б_т$ берутся при типовых условиях.

Размерности: для $P_г$ — *ва* (*вт*), B — *тл*, f — *гц*, p_1 — *вт/кг*, $\tau_м$ — *град*; u, k_c, c_p, q_p, ν, ε, i_1, k_τ, $Г$ — отн. ед.

Все величины, входящие в формулы (14.30) — (14.32), берутся, как изложено выше в § 14.3 и 14.4, в частности, по следующим выражениям, таблицам и рисункам: $P_г$ — (14.13), c_p — (14.16), (14.17) и рис. 14.3, B — табл. 14.4,

k_c — табл. 14.1, p_1 — табл. 14.3, для ТВР $\nu_{твр}$ — (14.3), i_1 — (14.5), (14.6) и рис. 14.2, $Б$, $Б_0$ — (14.4), $\varepsilon = \varepsilon_0$ или $\varepsilon i_1 = \varepsilon_0 i_1$ — (14.7) — (14.9). Значения ε_0 ($\varepsilon_0 i_1$), $Б_0$ можно брать и непосредственно по табл. П14.1—П14.10.

Мы видим, что в выражениях для критериев Cr оставлены только те величины, которые прямо заданы расчетчику (f, u, $\tau_м$, $P_г$ и др.) или легко рассчитываются в функции заданных величин (c_p, ν, ε и др.).

Вместо полного расчета величин Gr по выражениям (14.30) — (14.32) можно рекомендовать и такой путь, более простой, если от типовых отличаются лишь отдельные величины: по одной из табл. П14.1*а* — П14.10*а* находим условный сердечник при заданной мощности $P_г$, но для типовых условий, соблюдая $P_г \leqslant P_т$, для этого сердечника из той же таблицы берем величину $Gr_т$, находим для типовых условий $Gr^* = Gr_т \frac{P_г}{P_т}$, а затем пересчитываем эту величину Gr^* на нетиповые условия в соответствии с (14.30) — (14.32). Например, $f = 50$ *гц*, $P_г = 400$ *ва* (ТВР), $\tau_м = 75$ *град*, остальные условия типовые. Нужен сердечник ШЛ. По табл. П14.1*а* для сердечника ШЛ32 × × 64 $P_т = 450$, $Gr_т = 160$. Поэтому при $P_г = 400$ $Gr^* = 160 \cdot \frac{400}{450} = 142$. В соответствии с (14.31) $Gr \doteqdot \tau_м^{5/8}$; делаем соответствующий пересчет и находим, поскольку типовое значение $\tau_м = 50$ *град*:

$$Gr = Gr^* (50/\tau_м)^{5/8} = 142\,(50/75)^{5/8} = 110.$$

Выбирая по табл. П14.1,*а* = П14.10,*а* на основании полученных значений Gr нужный сердечник, расчетчик одновременно определяет получаемую степень заполнения окна c_Δ и вес $G_к \doteqdot c_\Delta$ при сохранении заданных u или $\tau_м$ (поскольку лишь в частном случае, когда $Gr = Gr_т$, $c_\Delta = 1$). Это делается по формулам (14.34), помещенным в § 14.7. Возможен также в соответствии со сказанным в гл. 12 выбор неполного *оптимального* заполнения (ТНЗО). Случаи $c_\Delta = 1$ и ТНЗО являются крайними реальными случаями выбора сердечников. В целях ориентировки в таблицах для обоих этих случаев приведены не только значения $Cr_т$, но и вес меди $G_к$ и суммарный вес меди и стали G.

Выбор типоразмера сердечника для типовых условий проектирования. Здесь уже вместо критерия $Cr_т$(Cr)

можно пользоваться непосредственно мощностью $\dot{P}_т$ ($P_г$). Она рассчитывается для заданных типовых условий в соответствии с изложенным в начале предыдущей рубрики. Для наиболее распространенных условий $u = 0{,}1$, $f = 50$ *гц* (задано u) или $\tau_м = 50$ *град*, $f = 50$ и 400 *гц* (задано $\tau_м$) рассчитанные мощности $P_т$ занесены наряду с критериями $Cr_т$ в прежние таблицы рядов П14.1*а* — П14.10,*а* (приложение). Все прочие условия приняты также типовыми, в частности обмотки — медными. Там же приведены для всех типоразмеров сердечников рассчитанные при типовых условиях по выражениям (14.21) — (14.24) плотность тока j_2 и индукция B. Значения $P_т$ и j_2 даны раздельно для случаев полного заполнения окна и неполного (оптимального) заполнения — ТНЗО.

Расчетчику остается сопоставить требуемую ему мощность $P_г$, определенную по выражению (14.13), с мощностью $P_т$ и выбрать из желаемого ряда наиболее подходящий сердечник, в том числе и для случая ТНЗО. Для этого достаточно соблюсти условие (14.28) $P_г \approx P_т$ при ограничении $P_г \leqslant P_т$. О ТНЗО см. подробнее гл. 12, § 12.5. Однако не только у ТНЗО, а во всех случаях, когда $P_г < P_т$ ($u = \text{const}$, $\tau_м = \text{const}$), $c_\Delta < 1$. Поэтому по (14.34), § 14.7, находим c_Δ и затем $G_к \doteq c_\Delta$.

Еще раз о выборе ряда. По таблицам П14.1*а* — П14.10*а* можно практически сопоставить различные типы т. м. м., сравнив их вес $G = G_с + G_к$. Такое сопоставление при одинаковой мощности сделано в табл. 14.7 для малых, больших и средних т. м. м. на частоту 50 и 400 *гц*. Хотя такие конкретные показатели в известной мере искажаются неоптимальностью геометрии и ее колебаниями внутри группы ряда, совершенно явственно просматриваются результаты, установленные при теоретическом анализе в § 11.11.

У малых т. м. м. ($u = \text{const}$) лучше БТ, в остальных случаях — СТ. ТТ близки по весу к СТ. Всем типам (исключая 1СТ) уступают 3Т, кроме случая малых т. м. м. при условии $u = \text{const}$, $f = 50$ *гц*. Применение при частоте 50 *гц* сердечников ШЛ, ШЛМ, ШЛР для БТ и ПЛ, ПЛМ, ПЛР для СТ приводит примерно к одинаковому весу, но по стоимости и расходу проводов (меди) лучше ШЛМ, ШЛР; ПЛМ, ПЛР. Сердечники УШ по сравнению с Ш дают тот же эффект, но при большом проигрыше в весе (кроме малых т. м. м.). Виден также эффект по снижению

Таблица 14.7

Вес различных типов т. м. м. с различными сердечниками при одинаковой мощности и типовых условиях (*кг*)

Частота, *гц*	Мощность, *вт*	Условие проектирования	БТ					СТ			ТТ	ЗТ
			УШ	Ш	ШЛ	ШЛМ	ШЛР	ПЛ	ПЛМ	ПЛР	ОЛ	ТЛ
50	30	$u = 0{,}1$	1	1	0,65	0,65	0,68	0,67	—	0,69	0,75	0,62
	100	$\tau_м = 50$ *град*	2,5	2,0	1,55	1,5	—	1,3	1,3	1,3	1,5	1,6
	400		9,3	6,1	5,5	—	—	4,5	4,8	4,7	4,6	5,7
400	30	$\tau_м = 50$ *град*	—	0,14	0,11	—	—	0,1	—	—	0,09	0,13
	100		—	0,54	0,37	—	—	0,28	—	—	0,32	0,42
	400		—	2,4	1,6	—	—	1,25	—	—	1,2	1,8

веса при использовании ленточных сердечников (ШЛ) по сравнению с шихтованными (Ш).

Примеры расчета. Для тех же примеров, что рассмотрены в § 14.5, и других случаев выберем не произвольные, а унифицированные сердечники.

1. Для примера 1 из § 14.5 выбрать унифицированный сердечник из стали Э320. Прежние данные: $f = 50$ *гц*, $u = 0,1$, $P_г = 14,3$ *ва*, $k_с = 0,93$, тип т. м. м.— БТ как лучший при условии $u = \text{const}$, $ц_с = 0,045$ *коп/г*, $ц_к = 0,24$ *коп/г*, все условия типовые.

Шихтованный сердечник выберем согласно рекомендательной табл. 14.6 из ряда УШ и по табл. П14.9*а* определяем типоразмер — УШ 19$\times$28. Для него по табл. П14.9 $G_с = 610$ *г*, $G_к = 125$ *г*, $G = 735$ *г*, $Ц_с = 0,045 \cdot 610 = 27$ коп, $Ц_к = 0,24 \cdot 125 = 30$ коп, $Ц = 27 + 30 = 57$ коп. Как видим, стоимость (и вес) больше, чем при прежнем произвольном (оптимальном) сердечнике. Однако к прежним показателям можно приблизиться, используя неполное заполнение окна. Действительно, по табл. П14.9*а* $P_т = 18$ *ва*. Так как $P_г < P_т$ $(14,3 < 18)$, сохраняя заданную величину $u = 0,1$, получим неполное заполнение окна (иначе будет $u < 0,1$). Согласно выражению (14.34) находим степень заполнения:

$$c_\Delta = P_г/P_т = 14,3/18 = 0,8.$$

В соответствии с формулами табл. 14.9 и п. 35 методики расчета (§ 14.7) $G_к \approx c_\Delta$, поэтому, пользуясь табл. П14.9, находим $G_к = 0,8 \cdot 125 = 100$ *г*, $Ц_к = 0,24 \cdot 100 = 24$ коп, $G = 100 + 610 = 710$ *г*, $Ц = 24 + 27 = 51$ коп.

Покажем теперь, как выбрать сердечник при нетиповых условиях. Здесь уже пользуемся не прямо мощностью $P_г$, а рассчитываем критерий Cr. Введем нетиповые условия: $u = 0,05$ (вместо 0,1), катушки — бескаркасные (вместо каркасных), прочие условия — типовые. Тогда по табл. 14.2 $k_{ок}/k_{окт} = 0,9$ и по выражению (14.30) находим

$$Cr = \frac{14,3}{10 \cdot 0,05\,(0,93 \cdot 50 \cdot 10^{-2})^2 B_s^2} \cdot \frac{1}{0,9} = \frac{146}{B_s^2},$$

где по табл. 14.4 для ШС $B_s = 1,35$ *тл*, для ЛС $B_s = 1,5$ *тл*.

Проиллюстрируем несколько вариантов выбора сердечника для разных случаев.

1) Требуется получить т. м. м. наименьшей стоимости с ШС. По рекомендательной табл. 14.6 выбираем ряд типа УШ, принимаем $B_s = 1,35$ *тл*, получаем $Cr = \frac{146}{1,35^2} = 80$ и обращаемся к табл. П14.10, *а*. Требуемый сердечник — УШ 22$\times$33, для которого $Cr_т = 105$ (предыдущему типоразмеру соответствует величина $Cr_т = 55$, что меньше требуемой). Поскольку $Cr < Cr_т$ $(80 < 105)$, получим неполное заполнение окна, по (14.34) $c_\Delta = Cr/Cr_т = 80/105 = 0,76$. Используя табл. П14.9 и условие $G_к \doteq c_\Delta k_{ок}/k_{окт}$, находим $G_к = 0,76 \cdot 0,9 \cdot 0,21 = 0,14$ *кг*, $G_с = 0,96$ *кг*, $G = 0,14 + 0,96 = 1,1$ *кг*.

2) То же, но с ЛС, $B_s = 1,6$ *тл*, $Cr = 146/1,6^2 = 56$. По табл. 14.6 останавливаемся на ряде ШЛР и обращаемся к табл. П14.7, П14.7*а*. Нужный типоразмер — ШЛ Р20 × 32 ($Cr_т = 55$), $c_\Delta = 1$, $G_к = 1 \cdot 0,9 \cdot 110 = 100$ *г*, $G_с = 600$ *г*, $G = 100 + 600 = 700$ *г*.

Сравним с рядом ШЛМ. В этом случае получаем (табл. П14.5, П14.5*а*) типоразмер ШЛ М20 × 32 ($Cr = 62$), $c_\Delta = 56/62 = 0,9$, $G_к = 0,9 \cdot 0,9 \cdot 140 = 110$ *г*, $G_с = 580$ *г*, $G = 110 + 580 \approx 700$ *г*, т. е. результаты по весу те же, но по расходу меди несколько худшие, как и ожидалось.

3) То же, что в предыдущем случае, но для т. м. м. наименьшего веса. Здесь кроме сердечников ШЛМ (и ШЛР), рассмотренных выше, возможно применение сердечников ШЛ (табл. 14.6). В последнем случае получаем (табл. П14.1, П14.1*а*): типоразмер ШЛ 16 × 32 ($Cr_т = 63$), $c_\Delta = 56/63 = 0,89$, $G_к = 0,89 \cdot 0,9 \cdot 240 = 190$ *г*, $G_с = 470$ *г*, $G = 190 + 470 = 660$ *г*.

Таким образом, по сравнению с предыдущим примером общий вес даже несколько уменьшился (надо иметь в виду, что на такие конкретные результаты сравнения влияют в некоторой степени и случайные факторы — в какую «точку ряда» мы попадаем, поскольку в пределах группы степень оптимальности сердечников различна — см. § 10.7 и гл. 12). В то же время налицо значительное увеличение расхода меди. Растут также стоимость и объем т. м. м.

2. Для примера 2 из § 14.5 выбрать сердечник ПЛ ($P_г = 550$ *ва*, $f = 50$ *гц*). По табл. П14.2 выбираем сердечник ПЛ 25 × 50 × 120, для которого $P_т = 530$ *ва*, т. е. практически $P_г \approx P_т$. Очевидно, ччо заполнение сердечника полное, $c_\Delta = 1$. При оптимальном неполном заполнении (ТНЗО) выбираем по той же табл. П14.2*а* сердечник ПЛ32 × × 64 × 80 (графа НЗ), для которого также $P_т = 530$ *ва*.

Сравним веса и стоимости материалов, пользуясь данными табл. П14.2, П14.2*а* и величинами $ц_с = 0,85$ *руб/кг*, $ц_к = 3,6$ *руб/кг* по условиям (5.91):

	Полное заполнение	ТНЗО
$G_с$, $G_к$, G, *кг*	3,5; 3,1; 6,6	5,1; 1,5; 6,6
$Ц_с$, $Ц_к$, руб	0,85·3,5 = 3; 3,6·3,1 = 11,1	0,85·5,1 = 4,3
		3,6·1,5 = 5,4
$Ц$, руб	3 + 11,1 = 14,1	4,3 + 5,4 = 9,7

Как видим, в данном случае при равном весе у ТНЗО стоимость материалов $Ц$ ниже на 31%, расход меди ниже на 52%. По сравнению со случаем произвольного выбора сердечника наблюдаем некоторое увеличение веса (6,6 *кг* против 6,3 *кг*), что, естественно, и обусловлено применением не специального оптимального, а унифицированного сердечника.

3. Для примера 3 из § 14.5 выбрать сердечник ПЛ (т. е. тот же случай, что в предыдущем примере, но $\tau_м = 40$ *град* вместо 50 и провода с волокнистой изоляцией вместо эмалевой). Поскольку условия не типовые, выбор сердечника сделаем по критерию Cr, определяемому формулой (14.31) для случая ТВР. Прежние величины для расчета: $P_г = 550$ *ва*, $q_p = 1$, $k_с = 0,93$, $f = 50$ *гц*, $B_s = 1,65$ *тл*. Новые величины (§ 14.3): $Г = 1,05$, при $\tau_м = 40$ *град*

и $t_c = 20°$ C $k_\tau = 1 + 0{,}004 \frac{40}{1.05} \approx 1{,}15$, по табл. 14.2 $k_{ок}/k_{окт} = 0{,}85$, по табл. П14.2, П14.2*а* $\varepsilon = \varepsilon_0 \approx 0{,}8$, $V_c/V_к \approx 0{,}6$, $\nu_0 > 1{,}3$, $p_1 = 1{,}4$ *вт/кг* (примечание 9 к табл. П14.1*а*), по выражению (14.3)

$$\nu = 1{,}2 \frac{1{,}4 \cdot 1{,}65^2 \sqrt{550}}{100 \left(\frac{40}{50}\right)^2 \cdot 1} 0{,}6 \sqrt{1 \frac{1}{0{,}85}} \approx 1{,}1$$

(режим ТВР, ибо $\nu < \nu_0$), по (14.5)

$$c_{i0} = \frac{40^{0{,}6} \cdot 550^{0{,}13}}{10 \cdot 50^{0{,}13}} = 1{,}2$$

и по рис. 14.2 $i_1 = 1{,}05$, отсюда

$$1 + i_1 = 2{,}05, \quad 1 + \varepsilon i_1 = 1 + 0{,}8 \cdot 1{,}05 = 1{,}84,$$

$$\mathcal{J} = \sqrt{(1 + i_1)(1 + \varepsilon i_1)} = \sqrt{2{,}05 \cdot 1{,}84};$$

по рис. 14.3 и выражению (14.16)

$$c_p = 1 + (1{,}025 - 1) \left(\frac{40}{50}\right)^{1{,}2} \sqrt{\frac{1{,}6}{1{,}65} \cdot 1} = 1{,}02.$$

Теперь по (14.31) получаем

$$Cr = \frac{1{,}02 \cdot 550 \sqrt{(1 + 1{,}1)\, 1{,}15}}{1 \cdot 0{,}93 \cdot 50 \cdot 1{,}65 \cdot 10^{-2}} \left(\frac{1{,}05}{40}\right)^{5/8} \times$$
$$\times \sqrt{2{,}05 \cdot 1{,}84} \sqrt{1/0{,}85} = 239.$$

По табл. 14.2,*а* выбираем сердечник ПЛ32 × 64 × 80, для которого $Cr_т = 260$. По выражению (14.34) $c_\Delta = (239/260)^2 = 0{,}84$ и по табл. П14.2 $G_к = 0{,}84 \cdot 0{,}85 \cdot 3{,}3 = 2{,}4$ *кг*, $G_c = 5{,}1$ *кг*, $G = 2{,}8 + 5{,}1 = 7{,}9$ *кг*.

4. Выбрать сердечники для предыдущего случая, но при использовании бескаркасных катушек из алюминиевых проводов с непропитанными обмотками. Условия нетиповые и при расчете критерия *Cr* необходимо дополнительно ввести из табл. 14.2 коэффициенты $k_{ок}/k_{окт} = 0{,}9$ (бескаркасные катушки), $\alpha_0/\alpha_{от} = 0{,}86$ (обмотки не пропитаны) и по (5.40) взять $\rho_{20} = 0{,}028$ (алюминий, § 14.3). Выберем сердечники в двух вариантах: ленточный ПЛ и шихтованный Ш.

Для сердечника Ш из стали Э320 вместо $B_s = 1{,}65$ *тл* по табл. 14.4 надо взять $B_s = 1{,}4$ *тл*. Проверим, сохранился ли режим ТВР. Пересчитаем прежнее значение $\nu = 1{,}1$. Согласно (14.3) получаем

$$\nu \doteq B_s^2 \left(\frac{\alpha_{от}}{\alpha_0}\right)^2 \sqrt{\frac{\rho_{20}}{0{,}0175} \cdot \frac{k_{окт}}{k_{ок}}};$$

отсюда

$$\nu = 1,1\left(\frac{1,4}{1,65}\right)^2\left(\frac{1}{0,86}\right)^2\sqrt{\frac{0,028}{0,0175}\cdot\frac{1}{0,9}} \approx 1,4.$$

Так как по табл. 14.1 $\nu_0 > 1,7$, то $\nu < \nu_0$ и по-прежнему имеет место режим ТВР. Новое значение критерия вместо предыдущего (239) составит

$$Cr = 239\,\frac{1,65}{1,4}\sqrt{\frac{1+1,4}{1+1,1}}\sqrt{\frac{1}{0,9}\,\frac{1}{0,86}\,\frac{0,028}{0,0175}} = 436.$$

По табл. П14.1*б* выбираем сердечник Ш 40×100, $Cr_т = 440$, $c_\Delta \approx 1$. по табл. П14.1 с учетом примечания 4 и значения $k_{ок}/k_{окт} = 0,85 \times \times 0,9$ получаем $G_к 1\cdot 0 = ,85\cdot 0,9\cdot\frac{5,1}{3,3} = 1,2$ *кг*, $G_с = 9,6$ *кг*, $G = 1,2 + 9,6 = 10,8$ *кг*.

Для сердечника ПЛ аналогичный пересчет величины ν, но при сохранении $B_s = 1,65$ *тл* дает

$$\nu = 1,1\left(\frac{1}{0,86}\right)^2\sqrt{\frac{0,028}{0,0175}\cdot\frac{1}{0,9}} \approx 2,$$

в то время как по табл. 14.1 $\nu_0 < 1,6$. Так как $2 > \nu_0$, уже имеет место не режим ТВР, а ТЕР. Поэтому прибегаем к выражению (14.32) и для сердечника ПЛ определяем, используя прежние значения $c_p = 1,02$, $k_\tau = 1,15$, $p_1 = 1,4$, $k_c = 0,93$, $q_p = 1$, $f = 50$ *гц*, $\mathcal{J} = \sqrt{2,05\cdot 1,84}$, $k_{ок}/k_{окт} = 0,85$ и дополнительно $k_{ок}/k_{окт} = 0,9$, $\alpha_0/\alpha_{0т} = 0,86$, $Б_0/Б = 1$,

$$Cr = \frac{1,02\cdot 550\sqrt{1,15\cdot 1,4}}{1\cdot 0,93\cdot 50/100}\,\frac{1}{0,85}\left(\frac{1,05}{40}\right)^{5/4}\sqrt{2,05\cdot 1,84}\cdot 1 \times$$
$$\times\sqrt{\frac{1}{0,85}\,\frac{1}{0,9}\,\frac{1}{0,85}} = 45.$$

По табл. П14.2*а* берем сердечник ПЛ$32\times 64\times 100$, для которого $Cr_т = 44$, $Cr_т \approx Cr$ и $c_\Delta \approx 1$, и, как раньше, но с помощью табл. П14.2 $G_к = 0,85\cdot 0,9\cdot 4,2/3,3 = 1$ *кг*, $G_с = 5,7$ *кг*, $G = 1,0 + 5,7 = 6,7$ *кг* (против 10,8 *кг* в предыдущем случае и 7,9 *кг* в примере 3).

5. Для примера 5 из § 14.5 выбрать сердечник ОЛ, $P_г = 225$ *ва*, $f = 400$ *гц*, все условия типовые.

По табл. П14.3*а* выбираем сердечник ОЛ $40\times 64\times 32$, $P_т = 230$ *ва*, $P_т \approx P_г$ и $c_\Delta \approx 1$, $G = 740$ *г*, по табл. П14.3 $G_к = 310$ *г* (при произвольном оптимальном сердечнике имели $G = 720$ *г* при более выгодном соотношении $G_с/G_к$, $G_к = 260$ *г*). Можно также взять больший сердечник ОЛ$40\times 64\times 40$ ($P_т = 250$ *ва*) при неполном (оптимальном) заполнении окна (ТНЗО), получив $G_к = 235$ *г*, $G = 760$ *г*.

Сравним со случаем применения *сердечника* ШЛ. По табл. П14.1*а* выбираем сердечник ШЛ 20×25, $P_т = 250$ *ва* (400 *гц*). Так как $P_г < P_т$, по (14.34) находим $c_\Delta = (225/250)^2 = 0,81$,

по табл. П14.1 $G_к = 0{,}81 \cdot 400 = 324$ *г*, $G_с = 580$ *г*, $G = 324 + 580 = 904$ *г*.

Если применить *шихтованный сердечник* по табл. П14.1, П14.1*б*, то подойдет типоразмер Ш 20×32, $P_т = 220$ *ва*, $G_к = 460$*г*, $G_с = 740$ *г*, $G = 460 + 740 = 1200$ *г*.

Проиллюстрируем влияние непосредственного контакта сердечника с шасси. По выражению (14.32) $Cr \doteq Б_т/Б$; по (14.4) и табл. 7.3, используя данные табл. П14.1 ($\nu = \nu_0 = 1{,}9$, $\beta = 1{,}1$), находим в отсутствие контакта с шасси ($m_1 = 1$)

$$Б_т = 1 + 1 \cdot 1{,}1 \sqrt{\frac{0{,}6 + 1{,}9}{1 + 0{,}2 \cdot 1{,}1 \cdot 1{,}9}} = 2{,}5,$$

при наличии контакта ($m_1 = 1{,}3$)

$$Б = 1 + 1{,}3 \cdot 1{,}1 \sqrt{\frac{0{,}6 + 1{,}9}{1 + 0{,}2 \cdot 1{,}1 \cdot 1{,}9}} = 2{,}9,$$

$Б_т/Б = 2{,}5/2{,}9 = 0{,}86$.

Отсюда вместо прежней величины критерия 4,8 находим $Cr = 4{,}8 \cdot 0{,}86 = 4{,}1$, по которому из табл. П14.1*б* выбираем типоразмер Ш 20×25, $Cr_т = 4$, $c_\Delta \approx 1$, $G = 1000$ *г*.

6. Для примера 6 из § 14.5 выбрать сердечник ТЛ, $P_г = 75$ *ва*, $f = 400$ *гц*, ТЕР, $k_{ок}/k_{окт} = 1{,}1$, $\alpha_0/\alpha_{от} = 1{,}6$, остальные условия типовые. Поскольку α_0 и $k_{ок}$ отличны от типовых, используем критерий Cr по (14.32). Для его расчета находим по табл. П14.4 $\varepsilon = \varepsilon_0 = 0{,}7$, по табл. П14.4*а* (примечание 2) $p_1 = 14{,}5$ *вт/кг*, прежние данные: $c_p = 1{,}025$, $q_p = 1$, $i_1 = 1{,}03$, $k_с = 0{,}9$, $\tau_м = 50$ *град*, по § 14.3 $Г = 1{,}05$, $k_\tau = 1{,}2$. Отсюда

$$Cr = \frac{1{,}025 \cdot 75 \sqrt{1{,}2 \cdot 14{,}5}}{1 \cdot 0{,}9 \cdot 400/100} \left(\frac{1{,}05}{50}\right)^{5/4} \times$$

$$\times \sqrt{(1 + 1{,}03)(1 + 0{,}7 \cdot 1{,}03)} \cdot \sqrt{\frac{1}{1{,}1} \cdot \frac{1}{1{,}6}} = 7{,}8 \cdot 10^{-1},$$

и по табл. П14.4*а* выбираем сердечник ТЛ 12,5×20×25, $Cr_т = 9 \cdot 10^{-1}$, по (14.34) $c_\Delta = (0{,}78/0{,}9)^2 \approx 0{,}7$, по табл. П14.4 $G_к = 0{,}7 \cdot 1{,}1 \cdot 80 = 62$ *г*, $G_с = 145$ *г*, $G = 62 + 145 = 207$ *г*.

Покажем, как проверить правильность выбора критерия проектирования — наиболее жесткого условия из заданных u и $\tau_м$. Для этого найдем критерий Cr из типового условия $u = \mathrm{const} = 0{,}1$. По (14.30) при $B_s = 1{,}6$, $k_с = 0{,}9$, $k_{ок}/k_{окт} = 1{,}1$

$$Cr = \frac{75}{10 \cdot 0{,}1\,(0{,}9 \cdot 400 \cdot 1{,}6 \cdot 10^{-2})^2} \cdot \frac{1}{1{,}1} \approx 2.$$

Этой величине по табл. П14.4*а* соответствует сердечник ТЛ 8×12,5×32, т. е. меньший, чем выбранный раньше. Следовательно, условие $\tau = \mathrm{const}$, как требующее выбора большего типоразмера сердечника, является определяющим условием проектирования.

7. Тот же случай, что в предыдущем примере, но $f = 1000$ *гц*. Согласно формуле (14.32) пересчитываем прежний критерий Cr ($7{,}8\cdot10^{-1}$) на новые величины f и p_1 (§ 14.5):

$$p_1 = 52,\ Cr = 7{,}8\cdot10^{-1}\frac{400}{1000}\sqrt{\frac{52}{13}} = 6{,}3\cdot10^{-1}.$$

По табл. П14.4*а* выбираем сердечник ТЛ$10\times16\times31$, для которого в режиме ТЕР величина $Cr_{\text{т}}$ равна полученному значению Cr, соответственно $c_{\Delta} = 1$. По табл. П14.4 $G_{\text{к}} = 1\cdot1{,}1\cdot60 = 66$ *г*, $G_{\text{с}} = 84$ *г*, $G = 66 + 84 = 150$ *г* (в предыдущем примере — 207 *г*).

14.7. Электрический расчет

Задаваемые величины: частота f, число вторичных обмоток на фазу N, их токи I_{2i} и мощности P_{2i}, суммарная вторичная мощность на фазу $P_2 = \sum_{i=1}^{N} P_{2i}$, напряжения обмоток U_1 и U_{2i}, допустимые падение напряжения u или перегрев $\tau_{\text{м}}$, иные предъявляемые требования (§ 14.1—14.3).

Выходные напряжения т. м. м. сейчас нормированы по ГОСТ (10763—64). Нормированы также напряжения источников постоянного тока, что надо учитывать при проектировании т. м. м. для питания выпрямителей; по ГОСТ 11295—65 они составляют 1,25; 1,5; (2); 2,5; 3; 5; (6), (12), 28,5; 115 *в*.

При выпрямительной нагрузке величины I_{2i}, U_{2i} не совпадают со средними токами и напряжениями нагрузки I_{di}, U_{di}. Нужные для расчета зависимости между этими величинами даем в табл. 14.8 (ориентировочно).

Определяемые исходные параметры для расчета: материал сердечника; его вес на фазу $G_{\text{с}}$, *г*, или объем $V_{\text{с}}$, *см*^{3}; геометрические характеристики $c_{\text{к}}$, h, c, $l_{\text{с}}$, *см*; $s_{\text{ок}}$, $s_{\text{с}}$, $П_{\text{к}}$, *см*^{2}; $V_{\text{к}}$, *см*^{3}; зазор $\delta_{\text{с}}$, *мк*; отношения β, ε, $V_{\text{с}}/V_{\text{к}}$; коэффициенты $k_{\text{в}i}$, q_p, $k_{\text{с}}$, $k_{\text{ок}}$, $Г'$; характеристики материалов $\gamma_{\text{с}}$, $\gamma_{\text{к}}$, *г/см*^{3}, B_s, *тл*, p_1, *вт/кг*, H или $H_{\text{э}}$, *а/см*, ρ_{20} и $\rho = k_{\tau}\rho_{20}$, *ом·мм*^{2}*/м*; коэффициенты теплоотдачи α_0 или α_{0h}, *вт/см*^{2}*·град*; габаритная мощность $P_{\text{г}}$, *ва*; категория т. м. м.— ТВР или ТЕР. В случае неунифицированного сердечника нужны также параметры геометрии $x_{\text{к}}$, y. Все эти величины и понятия определяются по материалам § 14.3 . Для случая $u = \text{const}$ величину $\tau_{\text{м}}$ при расчете k_{τ} берем как предельно допустимую или определяем методом приближений.

Таблица 14.8

Ориентировочные соотношения токов и напряжений для выпрямительных схем

Вид схемы		Емкостной фильтр		Индуктивный фильтр	
		$\frac{U_{2i}}{U_{di}}$	$\frac{I_{2i}}{I_{di}}$	$\frac{U_{2i}}{U_{di}}$	$\frac{I_{2i}}{I_{di}}$
Однофазные	Однополупериодная	~ 1,4	1,9—2,5	—	—
	Удвоения	~ 0,7	2,7—3,5	—	—
	Со средней точкой *	~ 1,1	1—1,3	1,11	0,71
	Мостовая	~ 1,1	1,4—1,8	1,11	1
Трехфазные	С нулевой точкой	~ 1	0,6—0,8	0,855	0,58
	Мостовая Ларионова	~ 0,6	0,6—0,8	0,43	0,82

* В расчет вводится половина витков всей вторичной обмотки и соответствующее напряжение.

Напоминаем об особенностях в определении величин $k_{\text{ок}}$ и $c_{\text{к}}$, связанных со степенью заполнения окна c_Δ (§ 5.3). Дело в том, что только при полном использовании сердечника по мощности, когда $P_{\text{г}} = P_{\text{т}}$ $(Cr = Cr_{\text{т}})$, необходимо полное заполнение окна: $c_\Delta = 1$. Во всех других случаях (а их большинство!), когда $P_{\text{г}} < P_{\text{т}}$ $(Cr < Cr_{\text{т}})$, получим при заданных $\tau_{\text{м}}$ или u $c_\Delta < 1$, и величины $k_{\text{ок}}$, $c_{\text{к}}$ будут меньше предельно возможных для данного типоразмера значений $k_{\text{ок}\,(c_\Delta=1)}$, $c_{\text{к}\,(c_\Delta=1)}$), определяемых при $c_\Delta = 1$, т. е. при условии $\delta = \delta_{\text{т}}$, где $\delta_{\text{т}}$ определяется по (5.56), (5.57). Поэтому

$$k_{\text{ок}} = c_\Delta k_{\text{ок}(c_\Delta=1)}, \quad c_{\text{к}} = c_\Delta c_{\text{к}(c_\Delta=1)}. \tag{14.33}$$

Если реальные величины c_Δ и $k_{\text{ок}}$, меньшие предельных, не выбраны заведомо при определении размеров сердечника (например, при его произвольном выборе), то с достаточной точностью полагаем

$$\begin{aligned} &\text{при } u = \text{const} \quad c_\Delta = \frac{P_{\text{г}}}{P_{\text{т}}} = \frac{Cr}{Cr_{\text{т}}}; \\ &\text{при } \tau = \text{const} \quad c_\Delta = \left(\frac{Cr}{Cr_{\text{т}}}\right)^2 = \left(\frac{P_{\text{г}}}{P_{\text{т}}}\right)^2, \end{aligned} \tag{14.34}$$

где $P_{\text{г}}$, $P_{\text{т}}$, Cr, $Cr_{\text{т}}$ берутся по данным § 14.6.

Расчет всех геометрических характеристик можно производить при любом сердечнике по формулам табл. 14.9, выраженным непосредственно через размеры a, b, c, h для основных типов т. м. м. Если выбран унифицированный сердечник, величины G_c, h, l_c, s_c, $\Pi_к$, β, $V_к$, ε, а также α_{0h} и $k_{ок\,(c_\Delta=1)}$ можно взять непосредственно из таблиц рядов П14.1—П14.10. Там же даны значения $c_\Delta V_к$ для случая оптимального заполнения окна (т. е. при целесообразных наименьших значениях c_Δ).

Определение условия проектирования. Дальнейший расчет ведется различно для условий заданных u или $\tau_м$. Какое из этих условий имеет место, т. е. какое из них более жесткое (§ 5.4), уже определилось при выборе сердечника (§ 14.5, 14.6) — то, которое требует выбора сердечника, большего по размерам. Выбор, как говорилось, делается по величине критериев Cr, а для типовых условий — по величине мощности $P_г$. (Очень часто условие проектирования известно заведомо — по заданию или предыдущему опыту проектирования.) Режим ТВР или ТЕР ($\tau_м$ = const) выбираем так: при $\nu_{твр}$ по (14.3) меньшем или равном ν по (14.1), или при $B_{тер} > B_s$ (см. ниже п. 5 методики) будет ТВР, и наоборот.

Методика расчета

Предварительные значения величин. Начало расчета ведётся различно для разных условий (см. п. п. 1—7 на стр. 532). Далее для всех условий расчет ведется одинаково.

8. Величина э. д. с., *в*, $E' = \left(1 - \frac{u'}{2}\right) U_1$.

9. Число витков на вольт $\overline{w} = 10^4/(4{,}44 f k_c s_c B)$.

10. Число витков обмоток $w'_1 = \overline{w}E'$, $w'_{2i} = \overline{w}U_{2i} \times$ $\times (1 + u'/2)$.

11. Намагничивающий ток, *а*:

— активная составляющая $I_{0a} = p_c/E'$,

— реактивная составляющая $I'_{0r} = H_э l_c/w'_1$ или $I'_{0r} =$ $= \frac{1}{w'_1}(Hl_c + 1{,}1B\delta_c)$, где $H_э$, H определяется при индукции B, δ_c выражается в *мк*.

12. Приведенный рабочий ток, *а*, $I' = \sum\limits_{i=1}^{N} \frac{w'_{2i}}{w'_1} k_{вi} I_{2i}$.

13. Ток первичной обмотки [4], *а*, $I'_1 = \sqrt{(I' + I_{0a})^2 + (I'_{0r})^2}$.[4]

$\Gamma_х$	БТ
$c_к$, *см*	$c-\delta$ или $c_\Delta c$
$l_с$, *см*	$2\,(c+h)+\frac{\pi}{2}a$
$s_{ок}$, *см*^{2}	ch
$\Pi_с$, *см*^{2}	$2b\,(2c+h+\pi a)+2\left(2c+h+\frac{\pi}{2}a\right)$
$\Pi_к$, *см*^{2}	$2h_к\,(\pi c_к+\xi b+a)+1{,}4c_к\,(\pi c_к+2a)$
A', *см*	$2\,(c+a)$
B', *см*	$b+2c_к$
H', *см*	$h+a$

Далее одинаково

l_w, *см*	$1{,}1\,(2a+2b+\pi c_к)$	$V_с$, *см*^{3}	$s_с l_с$	$G_с$, *г*	
		$V_к$, *см*^{3}	$s_{ок} l_w$	$G_к$, *г*	
$s_с$, *см*^{2}	ab	V, *см*^{3}	$A'B'H'$	G, *г*	

Примечания: 1. При расчете $\Pi_к$ $h_к = h - \Delta h$, Δh определяется по рис. 5.7 и выражениям (5.56), в типовом случае $\Delta h = 0{,}4$ *см*; ξ — по материалам § 7.7, рис. 7.13, при $\delta \approx 0$ $(\delta \to \delta_т)$ $\xi \approx 0$. В практических расчетах величины $\Pi_к$ для случая $\delta > \delta_т$ можно также положить $\xi = 0$, если при этом вместо $c_к$ (или c_0) брать величину c/n_Δ, где n_Δ определяется по примечанию 6 к данной табл.

2. При расчете $G_к$ и $Ц_к$ c_Δ определяется по примечанию 6, выражению (14.34); $k_{ок}$ $(c_\Delta = 1)$ — значение $k_{ок}$ при $c_\Delta = 1$, см. (14.33); точнее $Ц_к = \sum_{i=1}^{N+1} ц_{кi} G_{кi}$.

3. Величины a, b, c, c_k, h, δ, Δh выражаются в *см*.

4. $\gamma_с$, $\gamma_к$, *г/см*^{3}, — удельные веса материалов (гл. 3) $ц_с$, $ц_к$, *коп/г*, — удельные стоимости сердечника и катушки в готовом изделии по данным § 5.5.

Таблица 14.9

рактеристик Γ_x разных типов т. м. м.

СТ	ТТ
$\frac{1}{2}(c-\delta)$ или $c_\Delta \frac{c}{2}$	$\frac{1}{8}\left(\frac{c_0^2}{c+2}+\frac{c_0^2}{2c}+c-\delta\right)+ \frac{1}{\pi}(\sqrt{N_т}-1)$
$2(c+h)+\pi a$	$\pi(c+a)$
ch	$\frac{\pi}{4}c^2$
$2b(c+\pi a)+2(2c+\pi a)$	0
$2h_к[2\pi c_к+b(1+\xi)+2a]+ +2{,}8c_к[\pi c_к+b+2a]$	$\pi b(A'+\xi\delta)+\frac{\pi^2}{8}\left[2c_0^2+(c+\delta)\left(c-\delta+\frac{c_0^2}{2c}\right)\right]+2\pi(c+a)\sqrt{N_т}$
$c+2c_к+2a$	$\sqrt{c_0^2+(c+2a)^2}$
$b+2c_к$	$b+\frac{c_0^2}{2c}$
$h+2a$	$\sqrt{c_0^2+(c+2a)^2}$

для всех типов

$k_с\gamma_сV_с$	$Ц_с$, коп	$ц_сG_с$
$c_\Delta k_{ок}$ ($c_\Delta=1$) $\gamma_кV_к=k_{ок}\gamma_кV_к$	$Ц_к$, коп	$ц_кG_к$
$G_с+G_к$	$Ц$, коп	$Ц_с+Ц_к$

5. Для 3Т и 1СГ выражения получаются аналогичным образом из формул табл. 5.4; для БТ типа УШ — по § 10.8 и $A'=a+2c+k_яa$, $B'=b+2c_к$, $H'=h+k_яa$.

6. При расчете $c_к$ минимальные значения $\delta=\delta_т$, где $\delta_т$ определяется по выражениям (5.56), (5.57). В типовом случае (кроме ТГ) $\delta_т=0{,}07$ *см*. Максимальные (оптимальные) величины канала δ для ТНЗО (гл. 12) см. в табл. 14.10 (при унифицированных сердечниках). Степень заполнения $c_\Delta=(c-\delta)/(c-\delta_т)$ или см. по выражениям (14.34). При известной c_Δ величина $c_к=c_\Delta(c/n_\Delta)$, $\delta=c-n_\Delta c_к+\delta_т$, где по (5.49) для БТ, 1СТ $n_\Delta=1$, для СТ, 3Т, ТТ $n_\Delta=2$. Величины δ и $c_к$ могут быть также известны в результате расчета конструкции катушек (§ 6.6).

7. Для ТТ $c_0=\sqrt{c^2-\delta^2}$, $N_т=1+\left[\frac{c_0^2}{2c(c+2a)}\right]^2$.

8. A', B', H' — габаритные размеры в направлении размеров a, b, h.

Начало методики расчета.

№ п/п	Определяемая величина	Задано падение напряжения u	Задан перегрев $\tau_м$	
			ТВР ($B = B_s$)	ТЕР ($B < B_s$)
1	Степень заполнения c_Δ (если она уже не выбрана)	$P_г/P_т$ или $Cr/Cr_т$	$(P_г/P_т)^2$ или $(Cr/Cr_т)^2$	
2	Соотношение ν'	После п. 6 $p_c/p'_к$	По (14.3), § 14.3 [2]	По (14.1) [1]
	Параметр $Б'$	После п. 6 по (14.4)	По (14.4)	
3	Коэффициент α, *вт/см²·град*	$\alpha_{oh}\sqrt[4]{\frac{\tau_м}{50}}$, α_{oh} — по табл. 14.2 и П14.1—П14.10		
4	Допустимые потери $(p_c+p_к)'$, *вт*	После п. 6	$q_p \alpha \frac{\tau_м}{Г} Б' П_к$	
5	Индукция [1] B, *тл*	$B = B_s$ по табл. П14.1*а*—П14.10*а*		$\sqrt{q_p \frac{\nu'}{\nu'+1} \frac{(p_c+p_к)' \cdot 10^3}{p_1 G_c}}$
6	Потери p_c, *вт*,	$p_1 B^2 G_c \cdot 10^{-3}$		$p_1 B^2 G_c \cdot 10^{-3}$
	$p'_к$, *вт*	$P_г \frac{u}{1-u}$ [3), 4)]	$(p_c+p_к)' - p_c$	
7	Падение напряжения u'	u	$p'_к/(P_г+p'_к)$	
	Перегрев τ'	$\frac{(p_c+p_к)'}{q_p \alpha Б' П_к}$	$\tau_м/Г'$	
	Уд. сопротивление ρ	По (5.37)—(5.40), при $t_c = 20°$ C $\rho = \rho_{20}(1+0{,}004\tau')$		

14. Относительный ток $i_1' = I_1'/I'$.

15. Соотношение плотностей тока [1] $\varepsilon = \varepsilon_0$ находится по (14.7), (14.8) и § 14.3.

16. Плотности тока[1], *а/мм*^{2};

— средняя $j' = \sqrt{\dfrac{p_\text{к}'}{c_\Delta' k_{\text{ок}(c_\Delta=1)} \rho V_\text{к}}} = \sqrt{\dfrac{p_\text{к}'}{k_\text{ок} \rho V_\text{к}}}$,

— вторичных обмоток $j_2' = j' \sqrt{\varepsilon}$,

— первичной обмотки $j_1' = j_2'/\varepsilon$, а при заданном *и* $j_1' = i_1 \dfrac{j_2'}{\varepsilon}$.

17. Сечения проводов, *мм*^{2}, $q_i' = I_i'/j_i'$.

Окончательные значения величин:

18. Провода и изоляция катушек выбираются по данным § 2.4, 3.3, 3.5. По табл. П3.7, П3.8 выбираются провода, сечения которых q_i наиболее близки к полученным величинам q_i'.

19. Размещение обмоток в окне (конструктивный расчет обмоток) проводится согласно § 6.6, $c_\Delta = n_\Delta c_\text{к}/c$ по (5.49).

20. Сопротивления обмоток r_i' рассчитываются по (6.21), § 6.6 и табл. 5.1. При повышенной частоте учесть увеличение сопротивления в k_r раз по (5.45), рис. 5.5, табл. 5.1 (§ 5.2). По (6.24) определяем веса $G_{\text{к}i}$.

21. Величина э. д. с.[4], *в*, $E_1 = U_1 - (I' + I_{0a}) r_1$.

22. Число витков обмоток и их сопротивления:

— первичной

$$w_1 = w_1' E/E', \quad r_1 = r_1' (w_1/w_1'),$$

— вторичных

$$w_{2i} = w_{2i}' \frac{U_{2i}}{-I_{2i} r_{2i} + E' w_{2i}'/w_1'}, \qquad r_{2i} = r_{2i}' \frac{w_{2i}}{w_{2i}'},$$

здесь E' определяется по п. 8; w_1', w_{2i}' — по п. 10.

23. Токи, *а*:

$$I = \sum_{i=1}^{N} k_{\text{в}i} I_{2i} w_{2i}/w_1,$$

$$I_{0r} = I_{0r}' w_1'/w_1,$$

где I_{0r}' определяется по п. 11,

$$I_1 = \sqrt{(I + I_{0a})^2 + I_{0r}^2},\ ^{4)}$$

где I_{0a} определяется по п. 11.

24. Относительные токи:

— намагничивающие

$$i_{0a}=I_{0a}/I,$$

$$i_{0r}=I_{0r}/I,\quad i_0=\sqrt{i_{0r}^2+i_{0a}^2},$$

— первичный

$$i_1=\sqrt{(1+i_{0a})^2+i_{0r}^2}=I_1/I.$$

25. Плотности тока, *а/мм²*,

$$j_1=I_1/q_1,\qquad j_{2i}=I_{2i}/q_{2i}.$$

26. Потери в катушках, *вт*:

— от активного тока

$$p_{\text{к а}}=(I+I_{0a})^2 r_1+\sum_{i=1}^{N} I_{2i}^2 r_{2i},$$

— полные

$$p_{\text{к}}=p_{\text{к а}}+I_{0r}^2 r_1.$$

27. Падение напряжения [4)]

$$u=p_{\text{к а}}/(P_{\text{г}}+p_{\text{к а}}).$$

28. Индукция B и потери $p_{\text{с}}$ остаются прежними по п. 6 и 5.

29. Соотношение потерь $\nu=p_{\text{с}}/p_{\text{к}}$.

30. Параметры Γ и $Б$ определяются по (7.54)—(7.57), (14.4) и § 14.3 при ν, найденному по п. 29.

31. Перегрев

$$\tau_{\text{м}}=\frac{\Gamma}{q_p}\,\frac{p_{\text{с}}+p_{\text{к}}}{\alpha Б П_{\text{к}}},$$

где α, $p_{\text{к}}$, $p_{\text{с}}$ определяются по пп. 3, 26, 28, $П_{\text{к}}$ — по табл. 14.9, П14.1—П14.10.

Если значения u (п. 27) или $\tau_{\text{м}}$ (п. 31) получились больше заданных (допустимых), необходимо соответственно увеличить размеры сердечника, если значительно меньше — уменьшить размеры, после чего повторить расчет заново. В заключение определяем некоторые итоговые характеристики.

32. Коэффициент потерь и к. п. д.:

$$k_{\text{пот}}=\frac{p_{\text{к}}+p_{\text{с}}}{P_{\text{г}}},\qquad \eta=1-\frac{p_{\text{к}}+p_{\text{с}}}{P_{\text{г}}+p_{\text{к}}+p_{\text{с}}}.$$

33. Индукция в режиме холостого хода (режим контрольных испытаний) $B_{xx} = B\frac{U_1}{E}$.

34. Ток холостого хода, *а*, $I_{xx} = \sqrt{I_{0a}^2 + I_{0r_{xx}}^2}$, где I_{0r} определяется по методике п. 11 для I'_{0r}, но при индукции B_{xx}.

35. Удельные показатели технико-экономической эффективности определены по § 5.5:

$$g = \frac{(G_c + G_к)}{P_г}, \ г/ва, \quad v = V/P_г, \ см^3/ва,$$

$$g_к = G_к/P_г, \ г/ва, \quad ц = \frac{ц_c G_c + \sum_{1}^{N+1} ц_{кi} G_{кi}}{P_г}, \ коп/ва,$$

$$g_\Sigma = g + g_т k_{пот} + g_{гу}\left(\sqrt{(1 + k_{пот})^2 + i_{0r}^2} - 1\right), \ г/ва,$$

$$ц_\Sigma = N_а ц + ц_p k_{пот} + ц_r i_{0r}, \ коп/ва,$$

где

$$G_c^{1)} = k_c \gamma_c V_c, \ г; \quad V = A'B'H', \ см^3;$$

$$G_к^{1)} = c_\Delta k_{ок(c_\Delta=1)} \gamma_к V_к = k_{ок} \gamma_к V_к, \ г.$$

или определяются по выражениям (6.22)—(6.27), п. 20, V_c, $V_к$— по табл. 14.9, 5.4, $ц_c$, $ц_к$— по табл. П3.2, П3.10 и по выражениям (5.91), $g_т$, $g_{гу}$— по (5.100), $ц_p$, $ц_r$, $N_а$ — по (5.106), (5.107).

Габаритные размеры A', B', H' можно рассчитать по формулам табл. 14.9, для унифицированных т. м. м. они приведены в § 14.8 (табл. П14.11, П14.12).

Примечания: 1) В случае применения унифицированных сердечников и других обычных условий значения α_{0h}, $\varepsilon = \varepsilon_0$, $G_к$, G_c, $G = G_к + G_c$, а для ТЕР и предварительные значения $\nu = \nu_0$, *Б* можно не вычислять, а брать прямо из расчетных таблиц рядов П14.1—П14.10, П14.1*а*—П14.10*а*. То же относится к величинам j_2 и B, если заданы типовые значения $\tau_м$ (50 *град*) или *u* (0,1). При этом $G_к$, G, j_2 даны как для случая предельно полного заполнения окна ($c_\Delta = 1$), так и для случая неполного *оптимального* заполнения (ТНЗО), т. е. при минимально целесообразных значениях $c_\Delta = c_{\Delta 0} \approx 0{,}7$ (для ТТ — до 0,4). Оптимальные величины канала в окне для унифицированных сердечников приведены в табл. 14.10.

Таблица 14.10

Оптимальный канал в окне δ у ТНЗО при унифицированных сердечниках

Ряд	Типоразмер сердечника (ширина стержня *a*, *мм*)								
Ш, ШЛ	10	12	16	20	25	32	40	—	—
УШ	16	19—22	26	30	35	—	—	—	—
ШЛМ	16	20	25	—	—	—	—	—	—
ПЛ	—	—	—	12	16	20	25	32	40
ТЛ	—	—	—	10	12	16	20	25	32
Канал δ, *мм*	3—4	4—6	4—7	4—8	6—10	9—13	11—15	13—18	14—18

2) Точнее ν для ТВР рассчитывается после определения p_c (п.5) по формулам (9.35) — для ТТ и (9.43) — для других типов.

3) В этой графе $p_к = p_{ка}$— потери от активного тока.

4) При активной нагрузке.

5) При прямоугольной форме напряжения U_1 число витков $\bar{w}$ (п.9) увеличить в 1,11 раз. На 10—15% падают также потери p_1 (п.5,6).

6. Для ЗТ все величины в расчете берутся на одну фазу.

Некоторые практические рекомендации. При необходимости вычислить индуктивность (сопротивление) рассеяния (например, для больших т. м. м. повышенной частоты) следует обратиться к табл. 5.1.

У многообмоточных т. м. м. для любой пары обмоток (первичная — i-я вторичная) приведенную к первичной обмотке суммарную величину L_s определим по выражению

$$L_s = \frac{w_1^2 \cdot 10^{-8}}{m_ф m_{si}^2 h} \left(l_{w1} + l_{w2i} \frac{P_{2i}}{P_2} \right) \left[c_i - \frac{2}{3} (c_{к1} + c_{кi}) \right], \text{ } гн,$$

где c_i, $c_{кi}$ определяются по (6.7), (6.8).

Если обмотки не концентрические, а чередующиеся, вместо члена $(\Delta_{об} + c_к/3)$ вводится величина $\frac{1}{(m_ч - 1)^2} \times \left[\Delta_{об} + \frac{\Delta_1 + \Delta_2}{3} (m_ч - 1) \right]$, где $m_ч$ — число чередую-

щихся секций обмоток в катушке; Δ_1, Δ_2— высота секций. Если т. м. м. проектируют на два первичных напряжения (127/220), наиболее рационально первичную обмотку выполнять двумя ветвями с отводами (или дополнительной секцией), соединяемыми параллельно или последовательно. Расчетный режим — 220 *в*.

При расчете СТ первичную обмотку обязательно распределять на оба стержня равными частями. Вторичные обмотки распределять так, чтобы суммарные *н. с.* обмоток двух стержней были примерно одинаковыми (рис. 14.7).

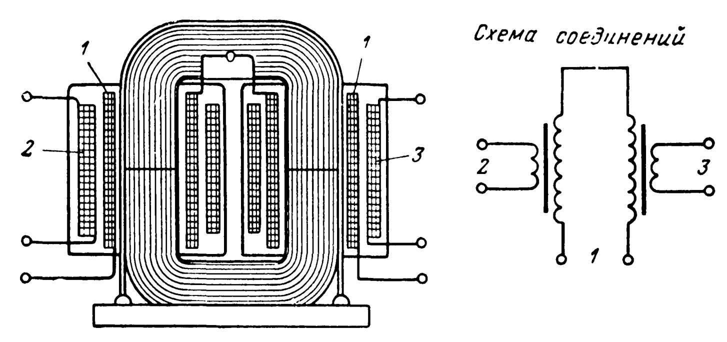


Рис. 14.7. Расположение обмоток у стержневого т. м. м.: *1* — первичная обмотка, *2*, *3* — вторичные (одинаковые) обмотки.

Иначе будет недопустимое рассеяние. Если СТ работает на двухполупериодную схему выпрямления со средней точкой, можно каждое плечо вторичной обмотки поместить на своем стержне, но две части первичной обмотки, расположенные на разных стержнях, надо при этом обязательно соединять параллельно. При последовательном соединении из-за ухудшения электромагнитной связи обмоток вторичное напряжение падает на 0,3—2%.

Если необходимо экранирование для уменьшения магнитной связи с соседними элементами, возникающей из-за полей рассеяния, применяют наружные экраны. Эффективность экранирования оценивается коэффициентом ослабления магнитного поля $\gamma_э$ в направлении наибольшего рассеяния на том или ином расстоянии. Это направление примерно совпадает с осью катушек. При значении $\gamma_э < 10$ достаточно экранирование с помощью ленты, охватывающей сердечник по наружному обводу; при $10 < \gamma_э < 50$ применяют штампованные неглухие экраны, иногда много-

слойные. Материал экранов — сплавы 79НМ, 80НМ, 80НХС, их толщина 0,3—1,5 *мм*. Коэффициенты $\gamma_э$ берем по рис. 14.8.

Электростатический экран от помех питающей сети выполняют из тонкого медного провода, сетки, фольги

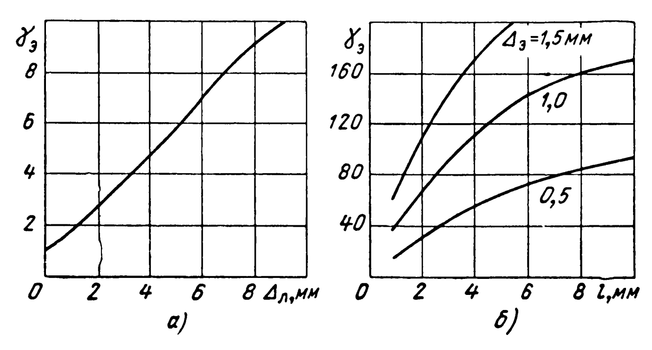


Рис. 14.8. Графики для выбора экранирующих средств в зависимости от коэффициента ослабления поля $\gamma_э$:
а — ленты толщиной $\Delta_л$, *б* — экрана толщиной $\Delta_э$ (*l* — расстояние от трансформатора).

(с разъемом), уложенных в один целый слой между первичной и вторичной обмотками.

Если необходимы для расчетов показатели надежности т. м. м. и конкретные данные отсутствуют, в качестве ориентировочной цифры можно взять интенсивность отказов $\lambda_н = 0,7 \cdot 10^{-5}$ 1/*час*.

При расчете т. м. м. с неполным (оптимальным) заполнением окна целиком пригодна изложенная в данном параграфе методика расчета. Необходимо только в формулах, где фигурирует величина $k_{ок}$, брать ее соответствующее значение (см. § 14.3, гл. 12). В исследовательских расчетах необходимо пользоваться точными материалами гл. 12 и § 7.7.

Особенности расчета автотрансформаторов. Мощность $P_г$ высчитывается с учетом выражений (14.13). Величина $k_{ок}$ у ат. м. м. по сравнению с т. м. м. несколько выше (в 1,1—1,3 раза), величина *u* несколько ниже, а к. п. д. выше. Сама методика расчета ат. м. м. ничем не отличается от изложенной, за исключением одного момента. Необходимо отдельно вычислять токи в различных частях обмотки — где течет ток только одной цепи $I_{од}$ (I_1 или I_2) и где

токи первичной и вторичной цепей текут совместно, давая общий ток $I_{об}$ (рис. 14.9). При активной нагрузке

$$I_{об} = \sqrt{(I - I_2)^2 + I_{0r}^2}, \text{ где } I = I_2 \frac{w_2}{w_1}. \qquad (14.33)$$

По токам $I_{од}$ и $I_{об}$ рассчитываются сечения проводов и потери $p_{кi}$.

Иногда ат. м. м. имеют и трансформаторные обмотки. Тогда для общего случая нагрузки

$$I_{од} = \sqrt{(I'_{та} + I'_a)^2 + (I'_{тr} + I'_r + I_{0r})^2},$$

$$I_{об} = \sqrt{(I'_{та} + I'_a - I_a)^2 + (I'_{тr} + I'_r - I_r + I_{0r})^2},$$

где I_a, I_r — активный и реактивный токи автотрансформаторной нагрузки; I'_a, I'_r — их приведенные значения; $I'_{та}$, $I'_{тr}$ — то же, но для трансформаторных обмоток.

Рис. 14.9. Автотрансформаторы: *а* — понижающий, *б* — повышающий.

К учету токов включения т. м. м. («пусковых токов»). При включении трансформатора происходит большой всплеск намагничивающего тока из-за увеличения индукции в переходном процессе. Этот ток тем больше, чем ближе к нулю напряжение сети в момент включения, чем больше номинальная рабочая индукция B и чем меньше сопротивления первичной обмотки (чем больше мощность). Даже у т. м. м. ток включения $I_{вкл}$ (амплитуда) может во много раз превысить номинальный ток, особенно при частоте 50 *гц* (выше индукция). Это не опасно для т. м. м., но выводит из строя защиту на его первичной стороне (сгорание предохранителей и др.). Поэтому важно предопределить ток $I_{вкл}$ и при необходимости снизить величину B.

Приближенный расчет, построенный на теоретических и экспериментальных данных, ведем следующим образом (расчет имеет смысл только при условии $B > 0{,}5B_s$, при $B \leqslant 0{,}5B_s$ ток включения заведомо мал):

$$I_{вкл} = \frac{1}{\dfrac{w_1}{650 k_{вкл} B l_c} + \dfrac{r_1}{1{,}4 U_1}}, \ a,$$

где $k_{вкл}$ берется по рис. 14.10 в функции индукции B при параметре $r_1/\omega L_1$, причем

$$L_1 = 1{,}25 w_1^2 \frac{k_c s_c}{l_c} \mu_э \cdot 10^{-8}, \quad \mu_э = 15 \div 20.$$

Для ориентации укажем, что по опытным данным применяемые обычно предохранители выдерживают 10—20-кратные броски тока по отношению к номинальным значениям.

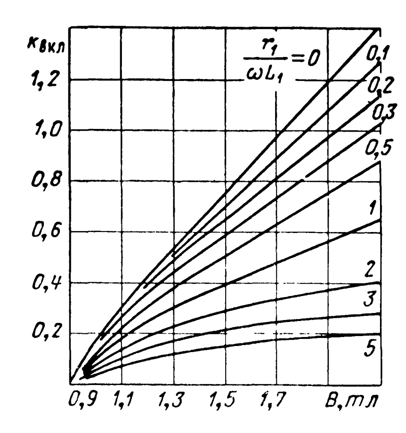


Рис. 14.10. К определению коэффициента $k_{вкл}$.

Рассчитаем в качестве примера ток включения трансформатора ПЛ $25 \times 50 \times 100$ *при частоте* 50 *гц* и данных: $\tau_м = 50$ *град*, $P_г = 460$ *ва*, $U_1 = 220$ *в*, $I_1 = 2{,}2$ *а*, $B = 1{,}6$ *тл*, $w_1 = 870$, $r_1 = 1{,}8$ *ом*. По табл. П14.2 $s_c = 12{,}5$ *см*², $l_c = 36$ *см* и при $k_c = 0{,}93$, $\mu_э = 20$ $L_1 = 1{,}25 \cdot 870^2 \frac{0{,}93 \cdot 12{,}5}{36} \cdot 20 \times 10^{-8} = 0{,}06$ *гн*, $\frac{r_1}{\omega L_1} = \frac{1{,}8}{2\pi \cdot 50 \cdot 0{,}06} = 0{,}1$. Для этой величины при $B = 1{,}6$ *тл* по рис. 14.10 находим $k_{вкл} = 0{,}8$, поэтому

$$I_{вкл} = \frac{1}{\frac{870}{650 \cdot 0{,}8 \cdot 1{,}6 \cdot 36} + \frac{1{,}8}{1{,}4 \cdot 220}} = \frac{1}{0{,}029 + 0{,}06} = 28{,}6 a,$$

кратность тока $\frac{I_{вкл}}{I_1} = \frac{28{,}6}{2{,}2} = 13$.

При частоте 400 *гц* ту же мощность имеет трансформатор ПЛ$16 \times 32 \times 65$, для которого $I_1 = 2{,}15$ *а*, $B = 1{,}05$ *тл*, $w_1 = 245$, $r_1 = 0{,}8$ *ом*, $s_c = 5{,}1$ *см*², $l_c = 23$ *см*. Получаем $L_1 = 1{,}25 \cdot 245^2 \times \frac{0{,}9 \cdot 5{,}1}{23} \cdot 20 \cdot 10^{-8} = 0{,}003$ *гн*, $\frac{r_1}{\omega L_1} = \frac{0{,}8}{2\pi\, 400 \cdot 0{,}003} = 0{,}11$. По рис. 14.10 при $B = 1{,}05$ *тл* $k_{вкл} = 0{,}22$, поэтому

$$I_{вкл} = \frac{1}{\frac{245}{650 \cdot 0{,}22 \cdot 1{,}05 \cdot 23} + \frac{0{,}8}{1{,}4 \cdot 220}} = \frac{i}{0{,}071 + 0{,}002} = 13{,}7 a,$$

$$\frac{I_{вкл}}{I_1} = \frac{13{,}7}{2{,}15} = 6{,}4.$$

Видим, что бросок тока включения по сравнению с первым случаем (50 *гц*) резко уменьшился.

О расчете т. м. м. с помощью ЦВМ. В § 9.6 говорилось об использовании ЦВМ для исследования проблемы оптимизации. Применение ЦВМ возможно и для непосредственного электрического расчета т. м. м. в практике проектирования, что сокращает время, повышает точность и надежность расчета, позволяет при необходимости быстро просчитать по заданию несколько вариантов и выбрать оптимальный. Такое применение ЦВМ уже имеет место на практике.

Опишем кратко подобную систему, разработанную К. П. Львовым по изложенной автором выше в настоящем параграфе методике (с некоторыми изменениями). Методика алгоритмизируется, причем все необходимые зависимости используются либо в аналитическом, либо в табличном виде (не графическом). В зависимости от сформулированных требований, частоты и величины мощности машина выбирает нужный ряд сердечников и соответствующий типоразмер, после чего идет непосредственный расчет (включая расчет конструкции обмоток). Блок-схема состоит из четырех основных блоков — ввода массива постоянной информации, ввода массива исходных данных, расчета т. м. м., выдачи результатов. На ЦВМ «Урал-2» может вестись последовательно расчет 10—15 различных т. м. м., исходные данные которых вводятся одновременно. Время расчета одного т. м. м. составляет около 5 *сек*, еще 5 *сек* занимает печать результатов.

Целесообразно дополнить подобные программы расчетом ряда вариантов при различных степенях заполнения c_Δ и диаметрах проводов с выбором оптимального по заданному требованию варианта.

Примеры расчета. Приводим последовательно примеры электрического расчета (включая расчет конструкции катушек) для разных случаев проектирования — задано u и задано τ (ТВР и ТЕР).

1. Рассчитать при условии $u = 0{,}1$ и $f = 50$ *гц* БТ наименьшей стоимости, рассмотренный в § 14.5, 14.6 по примеру 1. Сталь — Э320, толщиной 0,35 *мм*, провод — ПЭЛ. Перегрев $\tau_м$ — не выше 50 *град*, $U_1 = 220$ *в*. Все условия типовые, $t_с = 20°$. Заданные электрические параметры (§,14.5): $U_{21} = 210$ *в*, $U_{22} = 250$ *в*, $U_{23} = 6{,}3$ *в*, $U_{24} = 5$ *в*; $I_{21} = 0{,}02$ *а*, $I_{22} = 0{,}016$ *а*, $I_{23} = 0{,}5$ *а*, $I_{24} = 0{,}7$ *а*.

Исходные параметры для расчета: по выражениям (14.13) $k_{в1} = k_{в3} = k_{в4} = 1$, $k_{в2} = 0{,}71$, для продолжительного режима работы $q_р = 1$, в примере расчета 1 (§ 14.6) получено $P_г = 14{,}3$ *ва* и выбран сердечник УШ19×28, для которого по табл. П14.9: $G_с = 610$ *г*, $c = 12$ *мм*, $h = 33{,}5$ *мм*, $l_с = 11$ *см*, $s_с = 5{,}3$ *см*^{2}, $s_{ок} = 4$ *см*^{2}, $П_к = 51$ *см*^{2}, $V_к = 53$ *см*^{3}, $\beta = 1{,}3$, $V_с/V_к = 1{,}3$,

$\varepsilon_0 = 0{,}8$, $k_{\text{ок}(c_\Delta=1)} = 0{,}25$, $\alpha_{0h} = 1\cdot10^{-3}$ *вт/см²·град*, с учетом (5.49) $c_\text{к} \approx c_\Delta c = c_\Delta\cdot 1{,}2$ *см*, по табл. П14.9*а* $P_\text{т} = 18$ *ва*, $B = B_s = 1{,}35$ *тл*, $p_1 = 1$ *вт/кг*, по данным § 14.3 $\delta_\text{с} = 30$ *мк*, $\Gamma' = 1{,}05$ (табл. 7.3), $k_\text{с} = 0{,}93$ (табл. 14.1).

Для медных проводов $\gamma_\text{к} = 8{,}9$ *г/см³*, по (5.10) $\rho_{20} = 0{,}0175$. Проверим определяющее условие проектирования. По табл. П14.9*а* для мощности $P_\text{г} = 14{,}3$ *ва* условие $u = 0{,}1$ является более жестким, чем условие $\tau_\text{м} = 50$ *град* (проверка в результате расчета должна подтвердить это положение). Следовательно, дальнейший расчет ведем для условия заданного падения напряжения.

Расчет.

1. $c'_\Delta = \dfrac{14{,}3}{18} = 0{,}8.$

2. После п. 6 $\nu' = 1{,}11/1{,}59 = 0{,}7$

При $m_1 = 1$ $Б' = 1 + 1{,}3\sqrt{\dfrac{0{,}7+0{,}6}{1+0{,}2\cdot1{,}3\cdot0{,}7}} = 2{,}37.$

3. $\alpha = 1\cdot10^{-3}\sqrt[4]{\dfrac{50}{50}} = 1\cdot10^{-3}$ *вт/см²·град*.

4. После п. 6 $(p_\text{с}+p_\text{к})' = 1{,}11 + 1{,}59 = 2{,}7$ *вт*.

5. $B = B_s = 1{,}35$ *тл*.

6. $p_\text{с} = 1\cdot1{,}35^2\cdot610\cdot10^{-3} = 1{,}11$ *вт*; $p'_\text{к} = \dfrac{0{,}1}{1-0{,}1}\cdot14{,}3 = 1{,}59$ *вт*.

7. $u' = 0{,}1$, $\tau' = \dfrac{1{,}11+1{,}59}{1{,}1\cdot10^{-3}\cdot2{,}37\cdot51} = 22{,}3$ *град*,

$\rho = 0{,}0175\,(1 + 0{,}004\cdot22{,}3) = 0{,}019.$

8. $E' = \left(1 - \dfrac{0{,}1}{2}\right)220 = 209$ *в*.

9. $\overline{w} = \dfrac{10^4}{4{,}44\cdot50\cdot0{,}93\cdot5\cdot3\cdot1{,}35} = 6{,}8$ *витков/в*.

10. $w'_1 = 6{,}8\cdot209 = 1420$, $w'_{21} = 6{,}8\cdot210\left(1+\dfrac{0{,}091}{2}\right) = 1490$, $w'_{22} = 6{,}8\cdot250\left(1+\dfrac{0{,}091}{2}\right) = 1775$, $w'_{23} = 6{,}8\cdot6{,}3\left(1+\dfrac{0{,}091}{2}\right) = 45$, $w'_{24} = 6{,}8\cdot5\left(1+\dfrac{0{,}091}{2}\right) = 36.$

11. $I_{0a} = 1{,}11/231 = 0{,}005a$, по рис. 3.3 при $B = 1{,}35$ *тл* $H = 1{,}6$ *а/см* и $I'_{0r} = (1{,}6\cdot11 + 1{,}1\cdot1{,}35\cdot30)\dfrac{1}{1420} = 0{,}04a.$

12. $I' = \dfrac{1490}{1420}\cdot0{,}02 + \dfrac{1775}{1420}\cdot0{,}71\cdot0{,}016 + \dfrac{45}{1420}\cdot0{,}5 + 0{,}7\dfrac{36}{1420} = 0{,}069a.$

13. $I'_1 = \sqrt{(0{,}069+0{,}005)^2 + 0{,}04^2} = 0{,}084a.$

14. $i'_1 = \frac{0,084}{0,069} = 1,22.$

15. $\varepsilon = \varepsilon_0 = 0,8.$

16. $j' = \sqrt{\frac{1,59}{0,019 \cdot 53 \cdot 0,8 \cdot 0,25}} = 2,81$ *а/мм*²;

$j'_2 = 2,81 \sqrt{0,8} = 2,51$ *а/мм*²;

$j'_1 = \frac{1,22 \cdot 2,51}{0,8} = 3,84$ *а/мм*².

17. $q'_1 = \frac{0,084}{3,84} = 0,022$ *мм*²; $q'_{2\text{-}1} = \frac{0,02}{2,51} = 0,008$ *мм*²;

$q'_{2\text{-}2} = \frac{0,016}{2,51} = 0,0065$ *мм*²; $q'_{2\text{-}3} = \frac{0,5}{2,51} = 0,2$ *мм*²;

$q'_{2\text{-}4} = \frac{0,7}{2,51} = 0,28$ *мм*²

18. Выбираем провода (диаметры):
$\varnothing_1 = 0,17$ *мм* ($q_1 = 0,023$ *мм*²), $\varnothing_{2-1} = 0,11$ *мм* ($q_{2-1} = 0,0095$ *мм*²), $\varnothing_{2-2} = 0,1$ *мм* ($q_{2-2} = 0,0079$ *мм*²), $\varnothing_{2-3} = 0,53$ *мм* ($q_{2-3} = 0,22$ *мм*²), $\varnothing_{2-4} = 0,62$ *мм* ($q_{2-4} = 0,301$ *мм*²).

19. Расчет конструкции обмоток (размещение в окне). По рис. 6.3 определяем $k_{\text{разб}\ i}$, $k_{\text{укл}\ i}$, $\Delta_{\text{сл}\ i}$; по данным § 6.6 — $\varnothing_{\text{из}\ i}$, слоевую (сл), мажобмоточную (м/о), и наружную (нар) изоляции и испытательные напряжения:

Обмотка	$\varnothing_{\text{из}}$	$k_{\text{разб}}$	$k_{\text{укл}}$	$\Delta_{\text{сл}}$, *мм*	$U_{\text{исп}}$, *в*	Изоляция	
						сл. (в 1 слой)	м/о, нар, (в 2 слоя)
1	0,2	1,09	0,9	0,3	1000	КТН, 40 *мк*	КТН, 40 *мк*
2-1	0,132	1,09	0,87	0,02	1000	КТН, 40 *мк*	КТН, 40 *мк*
2-2	0,122	1,09	0,87	0,02	1000	КТН, 40 *мк*	КТН, 40 *мк*
2-3	0,58	1,1	0,94	0,06	250	К08	К08
2-4	0,67	1,1	0,94	0,07	250	К08	К08

Толщины обмоток $c_{\text{к}i}$ рассчитываем по формуле (6.8) и другим данным § 6.6 (по рис. 6.4 $\Delta h = 1,2$ *мм* и $h_{\text{к}} = 33,5 - 1,2 = 32,3$ *мм*):

Обмотка	$\varnothing_{\text{из}\,i}/k_{\text{укл}\,i}$	$w_{\text{сл}\,i}=\dfrac{32,3}{\dfrac{\varnothing_{\text{из}\,i}}{k_{\text{укл}\,i}}}$	$n_{\text{сл}\,i}=\dfrac{w_i}{w_{\text{сл}\,i}}$	$n_{\text{сл}\,i}k_{\text{разб}\,i}\varnothing_{\text{из}\,i}$, *мм*	$n_{\text{сл}\,i}k_{\text{разб}\,i}\Delta_{\text{сл}\,i}$, *мм*	$c_{\text{к}i}$, *мм*
1	0,2/0,9	145	$\frac{1420}{145}\approx 10$	$10\cdot 1,09\cdot 0,2=2,18$	$9\cdot 1,09\cdot 0,04=0,4$	2,58
2-1	0,132/0,87	212	$\frac{1480}{212}\approx 7$	$7\cdot 1,09\cdot 0,132=1,01$	$6\cdot 1,09\cdot 0,04=0,26$	1,27
2-2	0,122/0,87	230	$\frac{1775}{230}\approx 8$	$8\cdot 1,09\cdot 0,122=1,07$	$7\cdot 1,09\cdot 0,04=0,3$	1,37
2-3	0,58/0,94	52	$\frac{45}{52}\approx 1$	$1\cdot 1,1\cdot 0,58=0,64$	—	0,64
2-4	0,67/0,94	45	$\frac{36}{45}\approx 1$	$1\cdot 1,1\cdot 0,67=0,74$	—	0,74

По рис. 6.4 $\Delta_{корп} = 0{,}6$ *мм* и по формуле из § 6.6 находим полную толщину катушки в окне, учитывая приведенные выше значения $c_{кi}$ и данные о межобмоточной и наружной изоляции:

$$c_к = (2{,}58 + 1{,}27 + 1{,}37 + 0{,}64 + 0{,}74) + 0{,}6 + \\ + (2 \cdot 3 \cdot 0{,}04 + 2 \cdot 0{,}08) + 2 \cdot 0{,}08 = 7{,}76 \approx 7{,}8 \text{ мм} = 0{,}78 \text{ см}.$$

Катушка размещается, ибо по (6.6) при $n_\Delta = 1$ (БТ) $12 - 1 \times \times 7{,}8 = 4{,}2$ *мм* $> \delta_т = 0{,}7$ *мм*, степень заполнения $c_\Delta = 1 \times \times 7{,}8/12 \approx 0{,}7$;

$$k_{ок} = \frac{0{,}023 \cdot 1420 + 0{,}0095 \cdot 1480 + 0{,}0079 \cdot 1755 + 0{,}22 \cdot 45 + 0{,}301 \cdot 36}{1 \cdot 4 \cdot 10^2} = 0{,}21$$

20. По рекомендациям § 6.6 производим расчет средних длин витков (6.7), (6.18), сопротивлений (6.21) и весов (6.22) — (6.25) каждой обмотки (см. табл. на стр. 546).

21. $E = 220 - (0{,}069 + 0{,}005) \cdot 144 = 209{,}3 \approx 209$ *в*.

22. $w_1 = 1420 \dfrac{209}{209} = 1420, \quad w_{21} = 1490 \dfrac{210}{209 \dfrac{1490}{1420} - 0{,}02 \cdot 358} = 1480;$

Аналогично $w_{22} = 1775$, $w_{23} = 45$, $w_{24} = 36$, $r_1 = 144 \dfrac{1420}{1420} = 144$; $r_{21} = 358 \dfrac{1480}{1490} = 355$, аналогично $r_{22} = 551$, $r_{23} = 0{,}54$, $r_{24} = 0{,}32$ *ом*.

23. $I = \dfrac{1480}{1420} \cdot 0{,}02 + \dfrac{1775}{1420} \cdot 0{,}71 \cdot 0{,}016 + \dfrac{45}{1420} \cdot 0{,}5 + \dfrac{36}{1420} \cdot 0{,}7 = 0{,}069a$,

$I_{0r} = 0{,}04 \dfrac{1420}{1420} = 0{,}04a$, $I_1 = \sqrt{(0{,}069 + 0{,}005)^2 + 0{,}04^2} = 0{,}084a$.

24. $i_{0a} = \dfrac{0{,}005}{0{,}069} = 0{,}072$, $i_{0r} = \dfrac{0{,}04}{0{,}069} = 0{,}58$, $i_0 = \sqrt{0{,}58^2 + 0{,}072^2} \approx \approx 0{,}58$, $i_1 = 0{,}084/0{,}069 = 1{,}22$.

25. $j_1 = \dfrac{0{,}084}{0{,}023} = 3{,}7$ *а/мм*², $j_{21} = \dfrac{0{,}02}{0{,}0095} = 2{,}1$ *а/мм*², $j_{22} = \dfrac{0{,}016}{0{,}0079} = 2{,}0$ *а/мм*², $j_{23} = \dfrac{0{,}5}{0{,}22} = 2{,}3$ *а/мм*², $j_{24} = \dfrac{0{,}7}{0{,}301} = 2{,}3$ *а/мм*².

26. $p_{ка} = (0{,}069 + 0{,}05)^2 \cdot 144 + (0{,}02^2 \cdot 358 + 0{,}016^2 \cdot 551 + 0{,}5^2 \cdot 0{,}54 + + 0{,}7^2 \cdot 0{,}32) = 1{,}38$ *вт*, $p_к = 1{,}38 + 0{,}04^2 \cdot 144 = 1{,}61$ *вт*.

27. $u = \dfrac{1{,}38}{14{,}3 + 1{,}38} \approx 0{,}09$; так как задано $u \leqslant 0{,}1$ и получили $0{,}09 \leqslant 0{,}1$, расчет выполнен правильно.

Обмотка	c_i, *мм*	l_{wi}, *см*	r_{i20}, *ом*	r_i, *ом*	$V_{\text{п}i}$, *см*³	$G_{\text{к}i}$	
						г	*кг*
1	2,58	10,69	132	144	$1420 \cdot 10{,}69 \cdot 0{,}023 \cdot 10^{-2} = 3{,}5$	$8{,}9 \cdot 3{,}5 = 32$	0,032
2-1	3,93	11,93	328	358	$1490 \cdot 11{,}93 \cdot 0{,}0095 \cdot 10^{-2} = 1{,}7$	$8{,}9 \cdot 1{,}7 = 15$	0,015
2-2	5,38	12,81	505	551	$1775 \cdot 12{,}81 \cdot 0{,}0079 \cdot 10^{-2} = 1{,}8$	$8{,}9 \cdot 1{,}8 = 16$	0,016
2-3	6,18	13,52	0,49	0,54	$45 \cdot 13{,}52 \cdot 0{,}22 \cdot 10^{-2} = 1{,}3$	$8{,}9 \cdot 1{,}3 = 11{,}5$	0,0115
2-4	7,08	14,05	0,295	0,32	$36 \cdot 14{,}05 \cdot 0{,}301 \cdot 10^{-2} = 1{,}5$	$8{,}9 \cdot 1{,}5 = 13$	0,013

$$G_{\text{к}} = 32 + 15 + 16 + 11{,}5 + 13 = 87{,}5 \approx 88 \text{ г}.$$

28. $B = 1{,}35$ *тл*, $p_c = 1{,}11$ *вт*.

29. $\nu = 1{,}11/1{,}61 = 0{,}69$.

30. По (7.56) $\Gamma = 1 + \frac{1}{16} \cdot \frac{1 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 10^{-3}} \cdot 0{,}78 \cdot \frac{0{,}69^2 - 0{,}69 + 1}{0{,}69^2 + 1} = 1{,}013$;

по (14.4) при $m_1 = 1$ $Б = 1 + 1{,}3\sqrt{\frac{0{,}69 + 0{,}6}{1 + 0{,}2 \cdot 1{,}3 \cdot 0{,}69}} = 2{,}36$.

31. $\tau_м = \frac{1{,}013}{1} \cdot \frac{1{,}11 + 1{,}61}{1 \cdot 10^{-3} \cdot 2{,}36 \cdot 51} = 23$ *град*.

32. $k_{пот} = \frac{1{,}61 + 1{,}11}{14{,}3} = 0{,}19$, $\eta = 1 - \frac{1{,}61 + 1{,}11}{14{,}3 + 1{,}61 + 1{,}11} = 0{,}84$.

33. $B_{xx} = 1{,}35\frac{220}{209} = 1{,}42$ *тл*.

34. $H = 1{,}9$ *а/см*,

$$I_{0rx} = \frac{1{,}9 \cdot 11 + 1{,}1 \cdot 1{,}42 \cdot 30}{1420} = 0{,}048a,$$

$$I_{xx} = \sqrt{0{,}005^2 + 0{,}048^2} \approx 0{,}048a.$$

35. $G = 610 + 88 = 698$ *г*, $g = \frac{698}{14{,}3} = 49$ *г/ва*; $A' = 1{,}9 + 2 \cdot 1{,}2 + 1{,}35 \cdot 1{,}9 = 6{,}7$ *см*, $B' = 2{,}8 + 2 \cdot 0{,}78 = 4{,}4$ *см*; $H' = 3{,}35 + 1{,}25 \cdot 1{,}9 = 5{,}8$ *см*, $V = 6{,}7 \cdot 4{,}4 \cdot 5{,}8 = 171$ *см³*, $v = \frac{171}{14{,}3} = 12$ *см³/ва*; $g_к = \frac{88}{14{,}3} = 6{,}1$ *г/ва*; по табл. П3.10 и п. 20 методики $Ц_{к1} = 0{,}032 \cdot 1{,}9 = 0{,}061$ руб., $Ц_{к21} = 0{,}015 \cdot 2{,}9 = 0{,}044$ руб., $Ц_{к22} = 0{,}016 \cdot 3 = 0{,}048$ руб., $Ц_{к23} = 0{,}0115 \times 1{,}4 = 0{,}016$ руб., $Ц_{к24} = 0{,}013 \cdot 1{,}3 = 0{,}039$ руб., $Ц_к = \sum Ц_{кi} = 0{,}061 + 0{,}044 + 0{,}048 + 0{,}016 + 0{,}039 = 0{,}21$ руб. $=$ 21 коп; по табл. П3.2 $Ц_c = 0{,}61 \times 0{,}63 = 0{,}38$ руб $= 38$ коп; $Ц = 38 + 21 = 59$ коп, $ц = \frac{59}{14{,}3} = 4{,}1$ *коп/ва*; $N_a = 1 + 0{,}1 \cdot 3 = 1{,}3$, при первом типовом условии $ц_p = 3{,}6$ *коп/вт*, $ц_r = 0{,}2$ *коп/вар*, $ц_\Sigma = 1{,}3 \cdot 4{,}1 + 3{,}6 \cdot 0{,}19 + 0{,}2 \cdot 0{,}58 = 6{,}1$ *коп/ва*. Расчет закончен.

2. Рассчитать при условии $\tau_м = 40$ *град* и $f = 50$ *гц* СТ наименьшего веса, рассмотренный в § 14.5 и 14.6 в примере 3, $P_г = 550$ *ва*, провода с волокнистой изоляцией, прочие условия типовые. В § 14.6 был выбран с помощью критерия *Cr* сердечник ПЛ 32×64×80. Запишем исходные параметры для электрического расчета. В § 14.6 по материалам § 14.3 было определено: $q_p = 1$, $k_c = 0{,}93$, $p_1 = 1{,}4$ *вт/кг*, режим работы — ТВР, $B = B_s = 1{,}65$ *тл*, $\Gamma = 1{,}05$, $k_\tau = 1{,}15$, $\varepsilon = \varepsilon_0 \approx 0{,}8$, $\rho_{20} = 0{,}0175$ *ом·мм²/м*, $G_c = 5100$ *г*, $k_{ок}/k_{окт} = 0{,}85$.

По табл. П14.2, П14.2*а* находим дополнительно $k_{ок} = 0{,}85 \times 0{,}35 = 0{,}3$, $\alpha_{oh} = 1 \cdot 10^{-3}$ *вт/см²·град*, $h = 8$ *см*, $l_c = 36$ *см*,

$s_c = 20{,}5$ *см*², $П_к = 600$ *см*², $V_к = 1080$ *см*³, $V_c/V_к = 0{,}7$, $Б = 0{,}55$, по материалам § 14.3 $\gamma_к = 8{,}9$ *г/см*³ (§ 3.3), $\rho = k_\tau \rho_{20} = 1{,}15 \times \times 0{,}0175 = 0{,}02$, при $B = 1{,}65$ *тл* $H = 3{,}8$ *а/см* (рис. 3.3), $\delta_c = 40$ *мк*.

По методике (§ 14.7) рассчитываем:

1. в § 14.6 (пример расчета 3) получено $Cr = 239$, по табл. П14.2 для выбранного типоразмера $Cr_т = 260$, откуда $c'_\Delta = \left(\frac{239}{260}\right)^2 = 0{,}84$;

2. $$\nu' = 1{,}2\frac{1{,}4 \cdot 1{,}65^2 \sqrt{550}}{100\left(\frac{40}{50}\right)^2 \cdot 1} \cdot 0{,}7\sqrt{1 \cdot \frac{1}{0{,}85}} = 1{,}3,$$ при $m_1 = 1$ $$Б' = 1 + 1 \cdot 0{,}55\sqrt{\frac{0{,}6+1{,}3}{1+0{,}2 \cdot 0{,}55 \cdot 1{,}3}} = 1{,}71;$$

3. $$\alpha = 1 \cdot 10^{-3}\sqrt[4]{\frac{40}{50}} = 0{,}94 \cdot 10^{-3};$$

4. $$(p_c + p_к)' = 1 \cdot 0{,}94 \cdot 10^{-3}\frac{40}{1{,}05} \cdot 1{,}71 \cdot 600 = 36{,}8 \text{ вт};$$

5. $B = B_s = 1{,}65$ *тл*;

6. $p_c = 1{,}4 \cdot 1{,}65^2 \cdot 5100 \cdot 10^{-3} = 19{,}2$ *вт*, $p'_к = 36{,}8 - 19{,}2 = 17{,}6$ (уточняем: $\nu = p_c/p_к = 19{,}2/17{,}6 = 1{,}1$, т. е. действительно имеет место режим ТВР, ибо по табл. П14.2 $\nu_0 = 1{,}6$ и $\nu < \nu_0$).

Далее аналогично предыдущему примеру, но в п. 35 вместо $ц_\Sigma$ рассчитываем g_Σ, в п. 31 можно пользоваться выписанной выше величиной $П_к$, а можно рассчитать $П_к$ по табл. 14.9 с учетом реальной величины ξ по рис. 7.13 после определения $\delta = c - 2c_к$ в п. 19.

3. Рассчитать т. м. м. при тех же условиях, что в примере 2, но при бескаркасных катушках с непропитанными обмотками из алюминиевых проводов (см. пример 4 в § 14.5, 14.6). Как видим, условия существенно нетиповые, дополнительно вводим $k_{ок}/k_{окт} = 0{,}9$, $\alpha_0/\alpha_{от} = 0{,}86$, $\rho_{20}/0{,}0175$ (§ 14.6). Наложим дополнительное требование $u \approx 0{,}05$. Определим, какое из заданных требований — $\tau_м = 40$ *град* или $u = 0{,}05$ — является более жестким. При $u = \text{const}$ по выражению (14.30) для сердечника ПЛ ($B_s = 1{,}65$ *тл*)

$$Cr = \frac{550}{10 \cdot 0{,}05\,(0{,}93 \cdot 50 \cdot 1{,}65 \cdot 10^{-2})^2} \cdot \frac{1}{0{,}85} \cdot \frac{1}{0{,}9} \cdot \frac{0{,}028}{0{,}0175} = 3900,$$

чему по табл. П14.2*а* соответствует типоразмер ПЛ$32 \times 64 \times 80$ ($Cr_т = 4300$).

Для сердечника Ш ($B_s = 1{,}4$ *тл*) $Cr = 3900\,(1{,}65/1{,}4)^2 = 5400$, чему по табл. П14.1*б* соответствует типоразмер Ш 40×64 ($Cr_т = 5500$). Из условия же $\tau_м = 40$ *град* требуются большие сердечники — ПЛ $32 \times 64 \times 100$ или Ш 40×100 (§ 14.6, пример 4). Следовательно, это условие более жесткое, и дальнейший расчет ведем из этого условия.

Проиллюстрируем расчеты для обоих вариантов.

Сердечник Ш 40×100. В § 14.6 получили: режим ТВР, $Cr = 436$, $Cr_т = 440$, $q_p = 1$, $Г = 1{,}05$, $p_1 = 1{,}4$, $G_c = 9600$ *г*, по табл. П14.1 находим $V_c/V_к = 0{,}8$, $\beta = 1{,}8$, $\alpha_{0h} = 0{,}86\cdot0{,}85 \times 10^{-3} = 0{,}73\cdot10^{-3}$, $П_к = 445$. По методике для ТВР рассчитываем:

1. $c'_\Delta = \left(\frac{436}{440}\right)^2 \approx 1;$

2. $\nu' = 1{,}2\,\frac{1{,}4\cdot1{,}4^2\sqrt{550}}{100\,(40/50)^2\cdot0{,}86^2}\cdot0{,}8\sqrt{\frac{0{,}028}{0{,}0175}\cdot\frac{1}{0{,}85}\cdot\frac{1}{0{,}9}} \approx 1{,}9,$

при $m_1 = 1$

$$Б' = 1 + 1\cdot1{,}8\sqrt{\frac{0{,}6+1{,}9}{1+0{,}2\cdot1{,}8\cdot1{,}9}} = 3{,}2;$$

3. $\alpha = 0{,}73\cdot10^{-3}\sqrt[4]{40/50} = 0{,}7\cdot10^{-3};$

4. $(p_c + p_к)' = 1\cdot0{,}7\cdot10^{-3}\,\frac{40}{1{,}05}\cdot3{,}2\cdot445 = 38{,}2$ *вт*;

5. $B = B_s = 1{,}4$ *тл*.

6. $p_c = 1{,}4\cdot1{,}4^2\cdot9600\cdot10^{-3} = 26$ *вт*,

   $p'_к = 38{,}2 - 26 = 12{,}2$ *вт* (уточняем $\nu = 26/12{,}2 = 2{,}1$,

   по табл. П14.1 $\nu_0 = 2{,}2$, т. е. $\nu \leqslant \nu_0$ и условия режима ТВР соблюдены).

Далее — аналогично примеру 1.

Проиллюстрируем роль контакта сердечника с шасси. По табл. 7.3 $m_1 = 1{,}3$, в п. 2 методики $Б' = 1 + 1{,}3\cdot1{,}8\sqrt{\frac{0{,}6+1{,}9}{1+0{,}2\cdot1{,}8\cdot1{,}9}} = 3{,}7$ и в соответствии с п. 31 перегрев $\tau_м$ снизится в отношении $3{,}7/3{,}2 = 1{,}15$.

Сердечник ПЛ $32\times64\times100$. По § 14.6: режим ТЕР, $Cr_т = Cr = 46$, $q_p = 1$, $Г = 1{,}05$, $p_1 = 1{,}4$, $G_c = 5700$ *г*, по табл. 14.2 $V_c/V_к = 0{,}6$, $\beta = 0{,}45$,

$$\alpha_{0h} = 0{,}86\cdot1\cdot10^{-3} = 0{,}86\cdot10^{-3},\ П_к = 710.$$

По методике для ТЕР рассчитываем:

1. $c'_\Delta = 1;$
2. по табл. П14.2 $\nu = \nu_0 = 1{,}4$ и при $m_1 = 1$ $Б_0 = 1{,}6;$
3. $\alpha = 0{,}86\cdot10^{-3}\sqrt[4]{40/50} = 0{,}81\cdot10^{-3};$
4. $(p_c + p_к)' = 1\cdot0{,}81\cdot10^{-3}\,\frac{40}{1{,}05}\cdot1{,}6\cdot710 = 35{,}2$ *вт*;
5. по п. 6. методики $p_c = \frac{1{,}4}{1{,}4+1}\cdot35{,}2 = 21{,}2$ *вт*, $p'_к = 35{,}2 - 21{,}2 = 14$ *вт*;
6. по п. 5 методики $B = \sqrt{1\cdot20{,}5\cdot10^3/1{,}4\cdot5700} = 1{,}6$ *тл*. Так как $B < B_s$ ($B_s = 1{,}65$ *тл*), режим ТЕР определен правильно.

Далее — аналогично примеру 1.

При хорошем контакте с шасси $m_1=1{,}3$, по п. 2 методики $Б'=1+1{,}3\cdot 0{,}45\sqrt{\frac{0{,}6+1{,}4}{1+0{,}2\cdot 0{,}45\cdot 1{,}4}}\approx 1{,}8$ и в соответствии с п. 31 перегрев $\tau_м$ снизится в отношении $\frac{1{,}8}{1{,}6}=1{,}12$.

4. Рассчитать при условии $\tau_м = 50$ *град*, $f = 400$ *гц* ТТ наименьшего веса, рассмотренный в § 14.5, 14.6, пример 5. Все условия типовые, $U_1 = 115$ *в*. Две вторичные обмотки ($N = 2$) имеют следующие данные: одна нагружена через выпрямитель со средней точкой с индуктивным фильтром на нагрузку при средних значениях $U_{d1} = 250$ *в*, $I_{d1} = 0{,}8$ *а*, вторая — на активную нагрузку переменного тока, причем $U_{22} = 40$ *в*, $I_{22} = 2{,}2$ *а*.

По табл. 14.8 находим действующие значения: $U_{21} = 1{,}11 \times 250 = 278$ *в*, $I_{21} = 0{,}71\cdot 0{,}8 = 0{,}57$ *а*.

По выражениям (14.13)

$$k_{в1}=0{,}71,\quad k_{в2}=1,$$

$$P_2=278\cdot 0{,}57+40\cdot 2{,}2=247\ ва,$$

$$P_г=\frac{1}{2}(247+0{,}71\cdot 278\cdot 0{,}57+40\cdot 2{,}2)\approx 225\ ва.$$

Было получено (§ 14.5, 14.6, пример 5): сталь Э350 толщиной 0,15 *мм*, $k_c = 0{,}9$, типоразмер сердечника по табл. П14.3 — либо ОЛ 40×64×32 при полном заполнении окна ($c_\Delta \approx 1$), либо ОЛ 40×64×40 при неполном оптимальном заполнении (ТНЗО). Выполним расчет для последнего случая.

Исходные параметры для расчета: по материалам § 14.3 $q_p = 1$, $\delta_c = 0$, $Г' = 1{,}25$, $\rho_{20} = 0{,}0175$, по табл. П14.3 $c = 40$ *мм*, $D = 64$ *мм*, $G_c = 530$ *г*, $l_c = 16$ *см*, $s_c=4{,}8$ *см²*, $s_{0к}=13$ *см²*, $П_к=185$ *см²*, $\beta=0$, $\varepsilon_0=0{,}7$, $\alpha_{0h}=1{,}4\times 10^{-3}$ *вт/см²·град*, по табл. П14.3*а* $P_г=250$ *ва*, $p_1=10$ *вт/кг*.

Расчет.

1. $c'_\Delta=\left(\frac{225}{250}\right)^2\approx 0{,}8$.
2. По табл. П14.3 $\nu'=\nu_0=1$, $Б'=Б_0=1$.
3. $\alpha=\alpha_{0h}=1{,}4\cdot 10^{-3}$.
4. $(p_c+p_к)'=1\cdot 1{,}4\cdot 10^{-3}\,\frac{50}{1{,}25}\cdot 1\cdot 185=10{,}4$ *вт*.
5. Поскольку условия типовые, по табл. П14.3*а* $B=1{,}1$ *тл*.
6. $p_c=10\cdot 1{,}1^2\cdot 530\cdot 10^{-3}=6{,}4$ *вт*, $p'_к=10{,}4-6{,}4=4$ *вт* (при точном соблюдении $\nu=1$ следовало принять

$$p_c=\frac{\nu'}{1+\nu'}\,(p_c+p_к)'=\frac{1}{1+1}\,10{,}4=5{,}2\ вт$$

и рассчитать индукцию $B=\sqrt{1\,\frac{5{,}2\cdot 10^{-3}}{10\cdot 530}}\approx 1$ *тл*, эти отличия практически несущественны).

7. $u' = \frac{4}{250+4} = 0{,}016$, $\tau' = \frac{50}{1{,}25} = 40$, $\rho = 0{,}0175\,(1 + 0{,}004 \times \times 40) = 0{,}021$.

8. $E' = \left(1 - \frac{0{,}016}{2}\right) 115 = 114$ *в*.

9. $\overline{w} = \frac{10^4}{4{,}44 \cdot 400 \cdot 4{,}8 \cdot 0{,}9 \cdot 1{,}1} = 1{,}18$.

10. $w'_1 = 1{,}18 \cdot 114 = 135$,

$w'_{21} = 1{,}18 \cdot 278 \left(1 + \frac{0{,}016}{2}\right) = 330$,

$w'_{22} = 1{,}18 \cdot 40 \left(1 + \frac{0{,}016}{2}\right) = 48$.

11. $I_{0a} = 6{,}4/114 \approx 0{,}05a$, по рис. 3.3 при $B = 1{,}1$ *тл* $H = 1$ *а/см* и $I'_{0r} = 1 \cdot 16/135 = 0{,}12a$.

12. $I' = \frac{330}{135}\, 0{,}71 \cdot 0{,}57 + \frac{48}{135}\, 2{,}2 = 1{,}77a$.

13. $I'_1 = \sqrt{(1{,}77 + 0{,}05)^2 + 0{,}12^2} = 1{,}83a$.

14. $i'_1 = \frac{1{,}83}{1{,}77} = 1{,}03$.

15. $\varepsilon = \varepsilon_0 = 0{,}7$.

16. По табл. П14.3*а* при полном заполнении $j_2^* = 2{,}1$ *а/мм²*, но поскольку у нас $c'_\Delta < 1$ и по п. 16 методики $j_2 \doteq 1/\sqrt{c'_\Delta}$, принимаем $j_2 = 2{,}1/\sqrt{0{,}8} = 2{,}34 a/мм^2$, $j_1 = 2{,}34/0{,}7 = 3{,}34$ *а/мм²*.

17. $q'_1 = 1{,}83/3{,}34 = 0{,}55$ *мм²*, $q'_{21} = 0{,}57/2{,}34 = 0{,}243$ *мм²*, $q'_{22} = 2{,}2/2{,}34 = 0{,}94$ *мм²*.

18. Выбираем провода:

Обмотки	Диаметр, *мм*	Сечение, *мм²*
1	0,93	0,68
2-1	0,55	0,237
2-2	1,08	0,91

19. Расчет конструкции обмоток.

По рис. 6.3 и другим данным § 6.6 определяем:

Обмотка	$\varnothing_{из}$	$k_{разб}$	$k_{укл}$	$\Delta_{сл}$, *мм*	$U_{исп}$, *в*	Изоляция и число слоев	
						сл.	м/о, нар
1	0,99	1,2	0,88	0,09	1000	2К08	2К08
2-1	0,6	1,18	0,9	0,07	1300	2К08	4К08
2-2	1,16	1,21	0,86	0,1	500	—	2К08

По (6.12)—(6.14) находим, взяв по рис. 6.4 $\Delta_{\text{корп}} = 0{,}2$ *мм*,

$c_{01} = 40 - 2\,\frac{64}{40}\cdot 0.2 = 39{,}4$ *мм*; $K_1 = \frac{4}{\pi}\cdot\frac{135}{0{,}88}\cdot 0{,}99\cdot 1{,}2\ (0{,}99 + 0{,}16) =$
$= 263$ *мм*^{2},

$$n_{\text{сл}1} = \frac{39{,}36\ \sqrt{39{,}4^2 - 263}}{2\cdot 1{,}2\,(0{,}99 + 0{,}16)} = 1{,}29,$$ т. е. 2 слоя;

$c_{\text{к}1} = 2\cdot 1{,}2\cdot 0{,}99 + 0{,}16\cdot 1{,}2 = 2{,}57$ *мм*;

$D_{01} = 64 + 2\cdot 0{,}2 = 64{,}4$ *мм*;

$$n_{\text{сл н}1} = \frac{\sqrt{64{,}4^2 + 263} - 64{,}4}{2\cdot 1{,}2\,(0{,}99 + 0{,}16)} \approx 1;$$

$c_{\text{к1н}} = 1\cdot 1{,}2\cdot 0{,}99 + 0{,}16\cdot 1{,}2 = 1{,}38$ *мм*;

$c_{021} = 39{,}4 - (2\cdot 2{,}57 + 0{,}32) = 33{,}9$ *мм*;

$$K_{21} = \frac{4}{\pi}\cdot\frac{1{,}18}{0{,}9}\cdot 330\cdot 0{,}6\,(0{,}6 + 0{,}16) = 250 \text{ мм}^2;$$

$$n_{\text{сл}21} = \frac{33{,}9 - \sqrt{33{,}9^2 - 250}}{2\cdot 1{,}18\,(0{,}6 + 0{,}16)} \approx 2;$$

$c_{\text{к}21} = 2\cdot 1{,}18\cdot 0{,}6 + 0{,}16\cdot 1{,}18 = 1{,}6$ *мм*;

$D_{021} = 64 + 2\cdot 0{,}2 + 2\,(1{,}38 + 0{,}16) = 67{,}5$ *мм*;

$$n_{\text{сл н}21} = \frac{\sqrt{67{,}5^2 + 250} - 67{,}5}{2\cdot 1{,}18\,(0{,}6 + 0{,}16)} \approx 1;$$

$c_{\text{к н}21} = 1\cdot 1{,}18\cdot 0{,}6 + 0{,}16\cdot 1{,}18 = 0{,}9$ *мм*;

$c_{022} = 39{,}4 - 2\,(2{,}57 + 0{,}16 + 1{,}6 + 0{,}16) = 30{,}4$ *мм*;

$$K_{22} = \frac{4}{\pi}\cdot\frac{1{,}21}{0{,}86}\cdot 48\cdot\frac{1{,}16}{1{,}16} = 116 \text{ мм}^2;$$

$$n_{\text{сл}22} = \frac{30{,}4 - \sqrt{30{,}4^2 - 116}}{2\cdot 1{,}21\cdot 1{,}16} \approx 1;$$

$D_{022} = 64 + 2\cdot 0{,}2 + 2\,(1{,}38 + 0{,}16 + 0{,}9 + 0{,}16) = 69{,}6$ *мм*;

$$n_{\text{сл н}22} = \frac{\sqrt{69{,}6^2 + 116} - 69{,}6}{2\cdot 1{,}21\cdot 1{,}16} \approx 1;$$

$c_{\text{кн}22} = 1\cdot 1{,}21\cdot 1{,}16 = 1{,}4$ *мм*;

$c_{\text{к}22} = 1\cdot 1{,}21\cdot 1{,}16 = 1{,}4$ *мм*;

$c_{\text{к}} = (2{,}57 + 1{,}6 + 1{,}4) + (2\cdot 0{,}08 + 4\cdot 0{,}08) + 0{,}2 + 2\cdot 0{,}08 =$
$= 6{,}4$ *мм* $= 0{,}64$ *см*;

$c_{\text{кн}} = (1{,}38 + 0{,}9 + 1{,}4) + (2\cdot 0{,}08 + 4\cdot 0{,}08) + 0{,}2 + 2\cdot 0{,}08 = 4{,}5$ *мм*.

$$c_{\text{кэ}} = \frac{6{,}4 + 4{,}5}{2} \approx 5{,}5 \text{ мм} = 0{,}55 \text{ см};$$

по (5.57) $\delta_т = \sqrt{\frac{4^2+4\cdot4\cdot4}{1+4\cdot4}} = 2{,}2$ *см*, получили $\delta = 4 - 2\cdot0{,}64 = 2{,}72$ *см*, $\delta > \delta_т$, следовательно обмотки свободно размещаются в окне, $c_\Delta = \frac{2\cdot0{,}64}{4-2{,}2} = 0{,}71$;

$$k_{ок} = \frac{135\cdot0{,}55 + 330\cdot0{,}24 + 48\cdot0{,}94}{13\cdot10^2} = 0{,}15.$$

20. По (6.7), (6.18)—(6.25) находим:

Обмотка	$c_{кiэ}$ по (6.20)	l_{wi}, *см*	r_{i20}, *ом*	r_i, *ом*	$V_{пi}$, *см*^{3}	$G_{кi}$, *г*
1	1,98	11,2	0,39	0,47	10,2	91
2-1	1,25	12,3	3,0	3,6	9,6	86
2-2	1,4	13,2	0,122	0,15	5,7	51

$G_к = 91 + 86 + 51 = 228$ *г*.

21. $E_1 = 115 - (1{,}77 + 0{,}05)\,0{,}47 = 114$ *в*

22. $w_1 = 135\,\frac{114}{114} = 135$,

$$w_{21} = 330\,\frac{278}{114\,\frac{330}{135} - 0{,}57\cdot3{,}6} \approx 330,$$

$$w_{22} = 48\,\frac{40}{114\,\frac{48}{135} - 2{,}2\cdot0{,}147} \approx 48;$$

$r_i' = r_i$ и по-прежнему $r_1 = 0{,}47$ *ом*, $r_{22} = 3{,}6$ *ом*, $r_3 = 0{,}15$ *ом*.

23. $I_i = I_i'$. По-прежнему $I = 1{,}77a$, $I_{0r} = 0{,}12a$, $I_1 = 1{,}83a$.

24. $i_{0a} = \frac{0{,}05}{1{,}77} \approx 0{,}03$, $i_{0r} = \frac{0{,}12}{1{,}77} = 0{,}07$;

$i_0 = \sqrt{0{,}03^2 + 0{,}07^2} = 0{,}08$, $i_1 = \sqrt{(1+0{,}03)^2 + 0{,}07^2} = 1{,}03$.

25. $j_1 = \frac{1{,}83}{0{,}68} = 2{,}7$ *а/мм*^{2}, $j_{21} = \frac{0{,}57}{0{,}237} = 2{,}4$ *а/мм*^{2},

$$j_{22} = \frac{2{,}2}{0{,}91} = 2{,}4 \text{ а/мм}^2.$$

26. $p_{ка} = (1{,}77 + 0{,}05)^2\cdot0{,}47 + 0{,}57^2\cdot3{,}6 + 2{,}2^2\cdot0{,}147 = 3{,}5$ *вт*, $p_к = 3{,}5 + 0{,}12^2\cdot0{,}47 \approx 3{,}5$ *вт*.

27. $u = \dfrac{3,5}{225+3,5} = 0,015.$

28. $B = 1,1$ *тл*, $p_c = 6,4$ *вт*.

29. $\nu = \dfrac{6,4}{3,5} = 1,8.$

30. По табл. 7.3 $\lambda = 2\cdot 10^{-3}$, по п. 19 методики $c_{кэ} = 0,55$ *см* и $\Gamma = 1 + \dfrac{1,4\cdot 10^{3}}{2\cdot 10^{-3}}\, 0,55\, \dfrac{1,8+0,5}{1,8+1} = 1,31$, $Б = 1$.

31. По табл. П14.3 $П_к = 185$ *см²*. Или рассчитываем по табл. П14.9 при $a = 1,2$ *см* и $\delta = 2,72$ *см* (по п. 19): $c_0^2 = 4^2 - 2,72^2 = 8,6$, $A' = \sqrt{8,6 + 6,4^2} = 7,1$ *см*, $N_т = 1 + \left(\dfrac{8,6}{2\cdot 4\cdot 6,4}\right)^2 = 1,03$. По рис. 7.13 при $\delta/b = 2,72/4 = 0,68$ $\xi = 0,9$ и $П_к = \pi\cdot 4\,[2\cdot 8,6\,(7,1 + 0,9\cdot 2,72)] + \dfrac{\pi^2}{8}\left[2\cdot 8,6 + (4+2,72)\left(4 - 2,72 + \dfrac{8,6}{2\cdot 4}\right)\right] + 2\pi\,(4 + 1,2)\sqrt{1,03} = 194$ *см²*.

Отсюда

$$\tau_м = \frac{1,31}{1}\cdot\frac{6,4+3,5}{1,4\cdot 10^{-3}\cdot 1\cdot 194} = 47,5 \text{ град} \leqslant 50,$$

что и требуется.

32. $k_{пот} = \dfrac{3,5+6,4}{225} = 0,044,$

$$\eta = 1 - \frac{3,5+6,4}{225+3,5+6,4} = 0,958.$$

33. $B_{xx} = 1,1\,\dfrac{115}{114} \approx 1,1.$

34. Практически по-прежнему $I_{0r} = 0,12a$,

$I_{0r\,xx} \approx I_{0r} = 0,12a$, $I_{xx} = \sqrt{0,05^2 + 0,12^2} = 0,13a$.

35. $g = \dfrac{530+228}{225} \approx 3,4$ *г/ва*, $g_к = \dfrac{228}{225} \approx 1$ *г/ва*; при первом типовом условии $g_т = 3$ *г/ва*, $g_{гу} = 6,5$ *г/ва* и $g_\Sigma = 3,4 + 3\cdot 0,044 + 6,5\left(\sqrt{(1+0,044)^2 + 0,07^2} - 1\right) \approx 3,8$ *г/ва*;

$$A' = H' = \sqrt{(4^2 - 2,72^2) + 6,4^2} = 7,1 \text{ см};$$

$$B' = 4 + \frac{4^2 - 2,72^2}{2\cdot 4} = 5,1 \text{ см},$$

$$V = 7,1\cdot 7,1\cdot 5,1 = 253 \text{ см}^3,$$

$$v = \frac{250}{225} = 1,12 \text{ см}^3/\text{ва}.$$

Расчет закончен.

14.8. Унифицированные трансформаторы

Как результат развития т. м. м., в последние годы разработаны и поставлены на централизованное производство унифицированные трансформаторы (УТ) различного назначения. Здесь унифицированы не только конструкция, но и электрические параметры т. м. м. Если эти параметры удовлетворяют проектировщика, ему остается выбрать подходящий УТ и заказать его как комплектующее изделие.

Приводим краткие основные сведения об УТ. Подробные конкретные данные содержатся в специальных каталогах.

Низковольтные УТ наименьшего веса наиболее распространены. Первым был создан ряд однофазных *галетных трансформаторов* стержневого типа на разрезных ленточных сердечниках типа ПЛ. Галетный УТ изображен на рис. 2.10. Нашли применение УТ на частоту 400 *гц* мощностью от 5 до 1000 *ва*. Последовательно-параллельное соединение унифицированных галет ограниченной номенклатуры позволяет получить разнообразные сочетания вторичных токов и напряжений. Напряжения галет — от 2,5 до 250 *в*. Благодаря улучшенному теплоотводу при помощи ребер галеты допускают заметные перегрузки. Был разработан интересный ряд галетных т. м. м. с галетами из алюминиевой фольги.

УТ *с обычными цельными обмотками* широко применяются в настоящее время. Разработаны ряды: для питания ламповой аппаратуры (типы ТА, ТН, ТАН) — на сердечниках ШЛ и ПЛ; для питания полупроводниковой аппаратуры (тип ТПП) — на сердечниках ШЛ, ШЛМ, ПЛМ; для питания потребителей, требующих повышенной стабильности питающих напряжений, например ламп серии Е, (тип ТН — ВС) — на сердечниках ШЛ и ШЛМ. Все эти ряды имеют две модификации по рабочей частоте — на 400 и 50 *гц*, причем в первом случае трансформатор может работать в диапазоне от 380 до 900 *гц*. УТ на частоту 50 *гц* при мощности свыше 50—100 *ва* сделаны в виде стержневых, остальные — броневых. Принципиальные конструкции УТ соответствуют рис. 2.25, 2.26, 2.33, их катушки — гильзовые с двумя вариантами покрытия — эмалью и слоем компаунда путем напыления (более влагостойки). УТ на частоту 50 *гц* рассчитаны на первичное напряжение 127 и 220 *в*, на 400 *гц* — 40, 115 и 220 *в*, допускаемые отклонения

Таблица 14.11

Мощности и типоразмеры низковольтных УТ

Тип УТ	$f = 50$ *гц*		$f = 400$ *гц*	
	Типоразмер	P_2, *ва*	Типоразмер	P_2, *ва*
ТА	ШЛ16 × 20 — 20 × 40 ПЛ16 × 32 × 65 — 25 × 50 × 100	15—85 110—500	ШЛ6 × 10 — 20 × 25 —	8—350 —
ТН	ШЛ16 × 16 — 25 × 40	8—200	ШЛ6 × 6,5 — 16 × 25	4—110
ТАН	ШЛ20 × 20 — 25 × 25 ПЛ16 × 32 × 80 — 25 × 50 × 80	35—100 120—440	ШЛ10 × 10 — 20 × 40 —	30—400 —
ТПП	ШЛ12 × 16 — 12 × 25 ШЛМ20 × 16 — 25 × 40 ПЛМ22 × 32 × 58 — 27 × 40 × 50	1—7 10—90 100—200	ШЛ6 × 6,5 — 16 × 32 — —	1,5—200 — —
ТНВС	ШЛМ20 × 25 — 32 × 50	4—115	ШЛ8 × 12,5 — 16 × 20	3—150

+5%; возможна регулировка вторичных напряжений в пределах — 2,5 ÷ + 5%. УТ имеют по несколько вторичных обмоток, из которых одинаковые могут включаться параллельно-последовательно, что расширяет ряд вторичных параметров.

Трансформаторы ТА имеют две пары одинаковых анодных обмоток и пару компенсационных (на 10—20% от напряжения основной обмотки). Их согласно-встречное включение позволяет заметно варьировать номиналы вторичных напряжений.

Для каждой из основных обмоток эти номиналы в основном следуют ряду: 28, 40, 56, 80, 112, 125, 140, 160, 180, 200, 225, 250, 315, 355 *в*.

ТН имеют две-четыре накальные обмотки на 6,3 *в* с отводами на 5 *в* в одной-двух из них. ТАН имеют три-четыре анодные, одну — две компенсационные и две накальные обмотки. Обмотки у ТПП выполнены принципиально так же, как у ТА, но на меньшие напряжения, именно: 1,25; 2,5; 5; 10, 20 *в*.

Мощности и типоразмеры унифицированных БТ и СТ соответствуют табл. 14.11. Обозначение в документации: тип и номер УТ, величины U_1, f, буква Н для варианта с напылением, номер ТУ. Например: ТА6-115-400Н ТУ.

Создан также ряд унифицированных ТТ с сердечниками типа ОЛ мощностью до 220 *ва* на частоту питания 400 *гц* (115, 200, 220 *в*) и 1000 *гц* (40, 115 *в*). Герметизация — напылением или в алюминиевых кожухах. На частоту 1000 и 2000 *гц* разработаны и БТ на сердечниках от ШЛ 6 до ШЛ 16.

УТ отвечают весьма жестким климатическим и механическим требованиям соответствующих стандартов и рассчитаны на длительный срок службы, увеличивающийся при снижении перегрева (мощности). Габаритные и установочные размеры низковольтных УТ приведены в табл. П14.11, П14.12 (приложение), там же — их полный вес.

Низковольтные УТ наименьшей стоимости распространены мало. Т. м. м. массового применения проектируются обычно индивидуально. Представителем УТ этого класса является т. м. м. мощностью 180 *ва* для телевизионного приемника II класса. Он сделан на сердечнике ПЛР 21 × 45 и имеет анодные и накальные обмотки на следующие токи и напряжения:

U_2, *в*	63	63	38	38	6,4	6,4	6,4	6,4
I_2, *а*	0,5	0,5	0,38	0,38	5	5	0,9	0,3

Соответствующие обмотки могут соединяться последовательно или параллельно. Первичная обмотка экранирована и имеет отводы на напряжения питания 110, 127, 220 и 237 *в* (50 *гц*). УТ может работать при температуре среды до 60° С и имеет влагостойкое исполнение. Его вес 3,7 *кг*, габаритные размеры около 120 × 80 × 145 *мм*. Принципиальная конструкция УТ — по рис. 2.35.

Высоковольтные и высокопотенциальные УТ (типов ТВ1 и ТП1) имеют питание от сети 127 и 220 в. УТ типа ТВ1 имеет одну вторичную обмотку с отводами на несколько процентов напряжения. Номинальные напряжения от 850 до 13500 *в*. Мощности от 30 *ва* до 1,3 *ква* при 50 *гц* и 5 *ква* при 400 *гц*. УТ типа ТП1 имеет до трех накальных обмоток с напряжениями из ряда чисел 2,5; 5; 6,3; 12,6; 15 *в* и токами от 1 до 7 *а* при частоте 50 и 400 *гц*, мощности от 6 до 180 *ва*. Потенциал к корпусу — от 3 до 55 *кв*.

УТ разработаны в виде БТ и СТ на ленточных сердечниках ШЛ, ПЛ и ПЛВ. Габаритные размеры: от 50 × 60 × × 50 до 260 × 280 × 350 *мм*. Конструкции типа ТВ1 показаны на рис. 2.34. УТ удовлетворяют жестким климатическим и механическим требованиям. По проекту ГОСТа высоковольтные анодные т. м. м. обозначаются ТАВ, накальные — ТНВ.

Трехфазные УТ с напряжениями до 35,5 *кв* и мощностью от 4 до 50 *ква* ($f = 400$ *гц*) весят от 19 до 500 *кг*.

14.9. О надежности и долговечности т. м. м.

Общие сведения. Требуемая долговечность определяется сроком службы т. м. м. в зависимости от назначения, о чем говорилось в § 1.3 (гл. 1). Надежность характеризует способность трансформатора выполнять свои функции при сохранении всех параметров в заданных пределах в течение определенного времени. Требования высокой надежности предъявляются ко всем т. м. м., особенно высоки они для т. м. м. спецаппаратуры. Надежность (и долговечность) т. м. м. зависит от двух факторов — качества

проектирования (во всех аспектах) и качества изготовления, проверяемых различными испытаниями (см. ниже). Принципиально надежность т. м .м. выше, чем многих других элементов радиоаппаратуры, однако задача ее повышения остается весьма актуальной, особенно для высоковольтных т. м. м.

Надежность характеризуют минимальной вероятностью безотказной работы p за время $T_р$, рассчитываемой через интенсивность отказов $\lambda_н$, 1/*час*. В настоящее время для низковольтных УТ наименьшего веса нормирована величина $p = 0,99$ (за 1000 *час*, достоверность — 0,9), для т. м. м. бытовой аппаратуры $p = 0,95$.

Фактическая надежность различна для различных видов т. м. м. и зависит от многих факторов. Так, для высоковольтных т. м. м. она ниже, чем для низковольтных. Надежность также тем ниже, чем тяжелее условия эксплуатации, в частности чем выше влажность среды (для одинаковых конструкций). По американским данным, величина $\lambda_н$ колеблется от $1 \cdot 10^{-7}$ до $2 \cdot 10^{-4}$, по отечественным данным,— от $2 \cdot 10^{-7}$ до $1 \cdot 10^{-4}$. Например, для одного и того же телевизионного трансформатора по данным эксплуатации в условиях Украины $p = 0,995$, а в условиях Ленинграда $p = 0,964$.

Определение количественных показателей надежности для той или иной серии т. м. м. является предметом специальных испытаний на надежность. Однако эти испытания являются лишь звеном общей цепи испытаний, призванных проверить и установить качество и надежность т. м. м. Полный комплекс испытаний включает в себя следующие их виды, рассматриваемые кратко ниже: приемо-сдаточные, конструктивные, периодические, испытания на надежность, испытания на долговечность. Технические требования и методы первых видов испытаний установлены нормалью НО.074.700.

Приемо-сдаточные испытания. Цель — проверка качества изготовления. Испытывается значительная часть всех выпускаемых т. м. м. с проверкой основных параметров в последовательности: проверка соответствия конструкции (в том числе размеров и маркировки) чертежам, проверка внешнего вида, тока и напряжений в режиме холостого хода, электрической прочности и сопротивления межобмоточной и корпусной изоляции, иногда перегрева. Объем выборки для испытаний зависит от объема всей партии:

Вся партия, шт.	До 30	30—50	50—200	Свыше 200
Выборка для испытаний, шт.	Все	31	40	45

Для первых пяти партий выпуска выборка увеличивается.

Конструктивные испытания. Цель — проверка качества (правильности) проектирования и соответствия требуемому уровню технологического процесса. Проводятся дважды: после завершения разработки (в опытном производстве) и на установочной серии (в серийном производстве). Испытываются образцы, представляющие типоразмеры каждой группы ряда сердечников. Одинаковых представителей — по 10 шт. Дополнительно к предыдущим испытаниям проверяются вес, электрическая прочность витковой (слоевой) изоляции, механическая прочность (виброустойчивость, вибропрочность при длительном воздействии, стойкость к центробежному ускорению, ударная прочность на воздействие многократных и одиночных ударов), климатическая стойкость (перегрев, теплостойкость, стойкость к температурным циклам, влагостойкость при кратковременном и длительном воздействии, холодоустойчивость, иногда — стойкость к условиям высотности).

Механические, климатические испытания и испытания на влагостойкость при длительном воздействии разрешается проводить параллельно на трех разных партиях.

Периодические испытания. Дополнительная цель — проверка стабильности технологического процесса. Проводятся 1—4 раза в год. Все остальное — как в предыдущем разделе, но испытания при длительных воздействиях заменяются кратковременными, исключаются испытания одиночными ударами и центробежным ускорением.

Испытания на надежность. Цель — подтверждение заданного уровня надежности. Объем выборки определяется по специально рассчитанным таблицам в функции требуемой вероятности p, ее достоверности и др. (см. нормаль НО.005.50 с изложением методики испытаний). В серийном производстве испытания начинают после того, как объем выпуска за время периодичности испытаний, устанавливаемое техническими условиями, превысит в 10 раз объем выборки. Испытания проводят на образцах, прошедших приемо-сдаточные испытания.

Испытания на долговечность. Цель — проверка заданного срока службы (с определенной достоверностью).

Проводятся один раз. Могут быть продолжением испытаний на надежность. При больших сроках службы эти испытания требуют очень длительного времени. Поэтому целесообразно проведение этих испытаний ускоренными методами. В известной мере это относится и к испытаниям на надежность.

Об ускоренных испытаниях на долговечность и надежность. Иллюстрируем практическое существо этого вопроса таким примером: расчет показывает, что для подтверждения величины $\lambda_н = 1 \cdot 10^{-6}$ требуется испытать 1000 образцов в течение 3000 *час.* И это при условии, что не будет ни одного отказа. А при их наличии объем выборки или время испытаний должны быть еще больше. Уже из этого примера видно, что важно по возможности сократить время испытаний.

Сокращение времени в принципе возможно при создании более жестких, чем реальные, условий испытания, форсирование испытательных режимов. Математически это отражается коэффициентом ускорения испытаний.

Разработка методики ускоренных испытаний в настоящее время еще не закончена, ее создание является весьма сложной задачей из-за трудностей определения эквивалентов между форсированием режимов и реальным сокращением при этом долговечности трансформатора. Поэтому можно изложить только некоторые принципы, которые следует учитывать при ускорении испытаний.

Все воздействующие на т. м. м. факторы, вызывающие его старение и последующие отказы, делят на основные и дополнительные, имеющие значение только в сочетании с основными (усиливающие их действие). К первым относят повышенную температуру и влажность (если т. м. м. не герметизирован), а для высоковольтных т. м. м.— и напряжение. Ко вторым относят механические, климатические воздействия и др. Основным факторам свойственны функциональные зависимости старения.

Ускоренные испытания целесообразно проводить только по основным факторам. Дополнительные воздействия желательно осуществлять в соответствии с реальными эксплуатационными условиями. Наиболее эффективно осуществлять комплексное воздействие всех факторов, но из-за отсутствия оборудования приходится ограничиваться проведением циклов сочетаний одного из дополнительных факторов с основным (последовательно по всем факторам). Реаль-

ными путями ускорения испытаний для т. м. м. являются повышение при испытаниях перегрева, а для высоковольтных т. м. м.— напряжений и в ряде случаев частоты по сравнению с их номинальными значениями.

Имеются предпосылки для ускорения испытаний на порядок против ожидаемой долговечности т. м. м. В то же время согласно рекомендациям МЭК продолжительность испытаний должна быть не менее 100 *час* (10 циклов по 10 *час*), а превышение температуры обмоток против эксплуатационной не должно составлять более 15—80° (в зависимости от класса изоляции). При выборе испытательных температур следует учитывать зависимости срока службы изоляции от температуры, указанные выше в § 3.2, 7.2.

РАЗДЕЛ ТРЕТИЙ

СПЕЦИАЛЬНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ. ТЕОРИЯ И РАСЧЕТ

Глава 15

ТРАНСФОРМАТОРЫ ДЛЯ ЗАРЯДНЫХ УСТРОЙСТВ ЕМКОСТНЫХ НАКОПИТЕЛЕЙ ЭНЕРГИИ

15.1. Основные физические сведения

Известны два типа зарядных устройств емкостных накопителей, применяемых в импульсной технике: емкость заряжается переменным током, емкость заряжается постоянным током. Первый тип используют в радиолокации, когда длительность импульса $t_и$ мала (микросекунды и менее), а время заряда накопителя $t_п$, хоть и превышает ее во много раз, все же остается меньше, чем полупериод переменного напряжения питания $T_\sim$ [101]. Второй тип можно использовать и в тех случаях, когда время заряда (время паузы между импульсами) достаточно велико и превышает величину $T_\sim$.

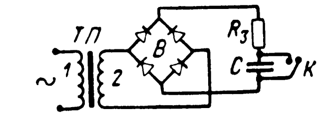


Рис. 15.1. Схема заряда емкостного накопителя выпрямленным током и его разряда.

Здесь возможны, в свою очередь, две разновидности заряда емкости накопителя C: непосредственно от сети постоянного тока через зарядное сопротивление $R_з$ [109] и от сети переменного тока через трансформатор питания ТП, выпрямитель В и сопротивление $R_з$ (рис. 15.1). Этот последний случай более распространен на практике и рассматривается далее. В частности, он широко применяется в гидролокационной, навигационной технике и т. д. (Зарядные выпрямительные устройства с активно-индуктивным сопротивлением и устройства так называемого линейного заряда через индуктивность применяются

только в трехфазных системах большой мощности и выходят за рамки данной книги.)

Особенности рассматриваемых зарядных устройств (рис. 15.1) были впервые проанализированы автором [25, 26]. Закономерности, описывающие их работу, существенно отличны от зарядных устройств постоянного (а не выпрямленного) тока. Отличны они и от обычного выпрямителя, работающего на нагрузку с емкостной реакцией [200]. В нашем случае, помимо нестационарности процесса в пределах каждого полупериода $T_{\sim}$, появляется нестационарность, вызываемая чередованием периодов заряда и разряда емкости $t_п$ и $t_и$. По рис. 15.1 этому соответствует размыкание и замыкание ключа K, связывающего накопитель с импульсной нагрузкой.

При весьма большой мощности импульса средняя мощность зарядного устройства за время паузы может быть невелика, что позволяет трансформатор ТП отнести к категории т. м. м. Режимы работы этой группы т. м. м. специфичны. Наша задача — определить эти режимы. Для этого необходимо проанализировать всю схему заряда, для которой трансформатор является органической составной частью. Одновременно в ходе анализа будут получены соотношения, позволяющие определить параметры всех элементов схемы и разработать законченную методику рачета зарядных устройств.

Рассмотрим подробнее процесс заряда в схеме по рис. 15.1 *. В этой схеме выпрямитель может быть выполнен по любой схеме выпрямления. Для определенности примем за базисную мостовую двухполупериодную схему, а затем полученные выводы распространим и на другие схемы, в том числе трехфазные.

Итак, за время заряда $t_п$ мгновенное напряжение на емкости u_0 непрерывно меняется от начального значения U_{01} до конечного $U_{0к}$, что при питании выпрямленным напряжением и приводит к непрерывному изменению углов отсечки тока θ и его амплитуд (рис. 15.2). Соответственно от полупериода к полупериоду изменяются средние и действующие значения тока заряда i. При напряжении $U_{0к}$ происходит быстрый (за время импульса $t_и$) разряд накопителя до напряжения U_{01}. В ближайший последую-

* В данной главе некоторые обозначения отличаются от принятых в предыдущих разделах книги и оговариваются отдельно.

щий полупериод ток заряда достигает максимальной величины I_m.

Обозначим

$$U_{0к}/U_{01} = \alpha. \qquad (15.1)$$

Обычно в целях обеспечения допустимого спада импульса $1 < \alpha \leqslant 2$. Однако при использовании для формирования импульса искусственной длинной линии осуществляется полный разряд накопителя до величины $U_{01} = 0$ ($\alpha = \infty$). В этом случае ток I_m принимает максимально

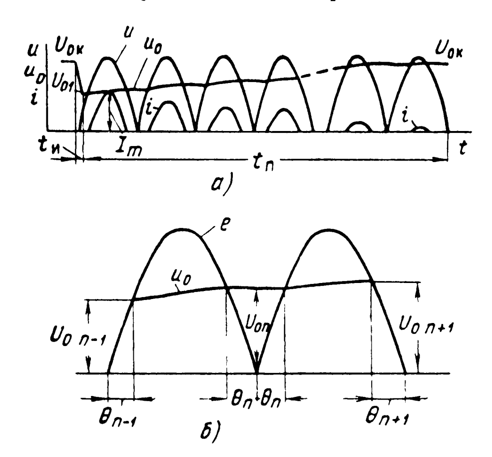


Рис. 15.2. Ток и напряжения в процессе заряда и разряда емкостного накопителя:

а — для полного цикла, *б* — для двух смежных полупериодов напряжения питания.

возможное для данной схемы значение I_{mm}. При $U_{01} > 0$ ток I_{mm} имеет место при первом, начальном, включении схемы. Назовем его током начального включения.

Принципиально возможны три различных режима заряда. В режиме *полного заряда* накопитель к концу паузы заряжается как раз до амплитудного значения э. д. с. трансформатора E_m, т. е. $U_{ок} = E_m$. В режиме *неполного заряда* накопитель не успевает зарядиться до напряжения E_m и получаем $U_{ок} < E_m$. В режиме *ускоренного заряда* напряжение накопителя достигает значения E_m ранее, чем заканчивается пауза $t_п$. После разряда накопителя вновь возобновляется процесс заряда и т. д.

Нарастание напряжения u_0 во время заряда идет по сложной ступенчатой кривой. Рассмотрим два соседних полупериода напряжения питания (рис. 15.2). На рис. 15.2,*е* — кривая выпрямленной мгновенной э. д.с. трансформатора, приведенной ко вторичной обмотке трансформатора *2*. Индекс n соответствует номеру произвольно выбранного полупериода от начала заряда. За время проводимости в течение n-го полупериода напряжение u_0 нарастает от начального значения $u_{0\,(n-1)}$ до конечного u_{0n}. Между периодами проводимости за время $2\theta_n$ заряда не происходит и напряжение на емкости не меняется. В следующий $(n+1)$-й полупериод оно снова несколько возрастает до величины $u_{0\,(n+1)}$ и т. д.

Чтобы упростить решение задачи, заменим реальную кривую u_0 некоторой плавной, соединяющей точки $u_{0\,(n-1)}$ и $u_{0\,(n+1)}$. Примем также, что углы отсечки внутри одного полупериода (например, θ_{n-1} и θ_n) равны и меняются только от полупериода к полупериоду. Эти допущения тем справедливее, чем больше отношение $t_п/T_\sim$. Как правило, $t_п/T_\sim \gg 1$ и можно принять, что заряд емкости идет по экспоненте. Это хорошо подтверждает опыт.

Задача нашего анализа — определить действующие значения необходимой вторичной э. д. с. трансформатора E и токов во вторичной I и первичной I_1 обмотках при заданных емкости накопителя C, времени паузы между импульсами $t_п$, конечном напряжении накопителя $U_{ок}$, глубине разряда $\alpha = U_{ок}/U_{01}$. Для полного расчета схемы определим также величину сопротивления $R_з$, действующий ток в нем $I_з$, максимальные токи заряда I_m и включения I_{mm} и параметры выпрямителя.

15.2. Закономерности процесса заряда

Примем постоянным сопротивление выпрямителя В $r_В$ и пренебрежем индуктивностью рассеяния трансформатора в соответствии с выводами § 8.3. Пренебрежем также током намагничивания, не оказывающим практического влияния на изучаемое явление. Все величины, если нет оговорок, полагаем приведенными ко вторичной обмотке.

Сопротивление цепи заряда объединим в суммарное сопротивление R:

$$R = R_з + r_В + r_к, \tag{15.2}$$

где $r_к = r_2 + r'_1$ — сопротивление короткого замыкания трансформатора.

Рассмотрим произвольный полупериод заряда, опуская здесь и далее индекс n для его обозначения. Для мгновенного тока записываем

$$i = \frac{e - u_0}{R} = \frac{E_m \sin t - u_0}{R} = \frac{E_m}{R}(\sin t - \sin\theta), \qquad (15.3)$$

поскольку из рис. 15.3

$$u_0 = E_m \sin\theta; \qquad (15.4)$$

средний ток за полупериод

$$i_0 = \frac{1}{\pi}\int_{\theta}^{\pi-\theta} i\,dt = \frac{E_m}{R}\,\frac{2\cos\theta - \sin\theta\,(\pi - 2\theta)}{\pi}. \qquad (15.5)$$

Действующий ток за полупериод

$$I_\theta = \sqrt{\frac{1}{\pi}\int_{\theta}^{\pi-\theta} i^2\,dt} = \frac{E_m}{R} \times$$

$$\times \frac{\sqrt{1{,}5\sin 2\theta - (\pi - 2\theta)(1 - 0{,}5\cos 2\theta)}}{\sqrt{\pi}}. \qquad (15.6)$$

Выражения (15.5) и (15.6) проинтегрированы с учетом (15.3).

Теперь определим результирующие токи за всю паузу. Средний ток с учетом формулы (15.5)

$$I_0 = \frac{1}{t_п}\int_0^{t_п} i_0\,dt = \frac{E_m}{R}\,\frac{1}{\pi} \times$$

$$\times \frac{1}{t_п}\int_0^{t_п} [2\cos\theta - \sin\theta\,(\pi - 2\theta)]\,dt. \qquad (15.7)$$

Действующий ток с учетом формулы (15.6)

$$I = \sqrt{\frac{1}{t_п}\int_0^{t_п} I_\theta^2\,dt} = \frac{E_m}{R}\,\frac{1}{\sqrt{\pi}} \times$$

$$\times \sqrt{\frac{1}{t_п}\int_0^{t_п} [1{,}5\sin 2\theta - (\pi - 2\theta)(1 - 0{,}5\cos 2\theta)]\,dt}. \qquad (15.8)$$

Для интегрирования выражений (15.7) и (15.8) необходимо найти закон изменения во времени угла отсечки θ. Исключая пока практически малоинтересный случай ускоренного заряда, можно записать

$$u_0 = U_{01} + (U_{0к} - U_{01})(1 - e^{-t/\tau}), \qquad (15.9)$$

где τ — постоянная времени заряда накопителя (не равная величине RC, как при заряде постоянным током).

Из формулы (15.4) находим для первого полупериода заряда

$$U_{01} = E_m \sin\theta_1 \text{ и } \sin\theta = \sin\theta_1 \frac{u_0}{U_{01}}. \qquad (15.10)$$

Решая совместно выражения (15.9), (15.10), (15.1), получаем

$$\left.\begin{aligned} &\sin\theta = \sin\theta_1 [\alpha - (\alpha - 1) e^{-t/\tau}], \\ &\theta = \arcsin\{\sin\theta_1 [\alpha - (\alpha - 1) e^{-t/\tau}]\}. \end{aligned}\right\} \qquad (15.11)$$

Численное (графическое) интегрирование уравнений (15.7), (15.8) в функции угла θ, выражаемого по (15.11), и при параметре α позволяет получить следующие зависимости, если одновременно использовать формулы (15.10):

$$\frac{U_{01}}{E} = \sqrt{2}\sin\theta_1, \quad \frac{I_0 R}{E} = f_1(\theta_1, \alpha), \quad \frac{IR}{E} = f_2(\theta_1, \alpha). \qquad (15.12)$$

Эти зависимости составляют систему трех уравнений с четырьмя неизвестными: θ_1, E, R, I. Все остальные величины известны:

$$U_{01} = \frac{U_{0к}}{\alpha}, \quad I_0 = \frac{C(U_{0к} - U_{01})}{t_п}, \qquad (15.13)$$

где α, $U_{0к}$, $t_п$, C заданы.

Решение системы (15.12) путем счисления точек с кривых, выражаемых уравнениями (15.12) при параметре α, позволяет получить необходимые расчетные соотношения.

15.3. Расчетные зависимости

Прежде всего получаем зависимости

$$\frac{E}{U_{01}} = F_1\left(\frac{I_0 R}{U_{01}}, \alpha\right), \quad \frac{I}{I_0} = F_2\left(\frac{I_0 R}{U_{01}}, \alpha\right). \qquad (15.14)$$

В графическом виде они дают семейства кривых при параметре α, которые позволяют при заданном R найти необ-

ходимые величины E (через отношение E/U_{01}) и I (через отношение I/I_0). Введение в качестве независимой переменной отношения I_0R/U_{01}, а в качестве искомых — отношений E/U_{01} и I/I_0 позволяет сделать графики по выражениям (15.14) универсальными, построив их в безразмерных координатах, как это сделано ниже на рис. 15.8, *а*; 15.9, *а* для значений $\alpha \leqslant 2$ в § 15.6. Для общности нанесены и кривые стационарного режима ($\alpha = 1$) как частного случая. Для значений $\alpha = \infty$ выражения (15.14) преобразованы с введением новых переменных $E/U_{0к}$ и $I_0R/U_{0к}$, ибо здесь $U_{01} = 0$. Графики для значений $\alpha = \infty$ даны на рис. 15.8, *б*; 15.9, *б* (§ 15.6).

Как видно из рис. 15.8, 15.9, кривые при каждом α начинаются от некоторых граничных точек, соответствующих определенным значениям величины I_0R/U_{01}. Это объясняется тем, что в уравнениях (15.12) нельзя брать произвольные сочетания α и θ_1, ибо каждому α соответствует некоторое граничное значение θ_1, при котором использованные исходные уравнения имеют еще физический смысл. Действительно, угол θ не может превосходить величины 90°, а максимальным углом θ будет угол $\theta_к$, при котором напряжение на конденсаторе максимально: $\theta_0 = U_{0к}$. Но по выражению (15.10)

$$\left.\begin{aligned} \sin\theta_к &= \sin\theta_1 \frac{U_{0к}}{U_{01}} = \alpha \sin\theta_1, \\ \sin\theta_1 &= \frac{\sin\theta_к}{\alpha}, \\ (\sin\theta_1)_{max} &= \frac{(\sin\theta_к)_{max}}{\alpha} = \frac{1}{\alpha}. \end{aligned}\right\} \qquad (15.15)$$

Величине $(\sin\theta_1)_{max}$, согласно системе (15.12), соответствует определенная величина I_0R/U_{01}, которую назовем критической и обозначим $(I_0R/U_{01})_{кр}$. При значении $I_0R/U_{01} = (I_0R/U_{01})_{кр}$ имеет место режим полного заряда, ибо при этом $\theta_к = 90°$ и заряд заканчивается как раз к концу паузы. При больших значениях I_0R/U_{01} будет $\theta_к < 90°$ и налицо случай неполного заряда, а при меньших значениях $\theta_к > 90°$ и налицо случай ускоренного заряда. В граничной точке $E_m \approx U_{0к} = \alpha U_{01}$, т. е. $E/U_{01} \approx \approx \alpha/\sqrt{2}$. Очевидно, что эта величина остается постоянной в зоне

$$0 \leqslant \frac{I_0R}{U_{01}} \leqslant \left(\frac{I_0R}{U_{01}}\right)_{кр}.$$

Найдем теперь максимальные токи I_m и I_{mm}. Очевидно,

$$I_m = \frac{E_m - U_{01}}{R} = \frac{\sqrt{2}E - U_{01}}{R}, \quad I_{mm} = \frac{E_m}{R} = \frac{\sqrt{2}E}{R}.$$

Разделив на эти выражения величину I_0, получим опять-таки универсальные зависимости

$$\frac{I_0}{I_m} = \frac{I_0R/U_{01}}{\sqrt{2}\frac{E}{U_{01}} - 1}, \quad \frac{I_0}{I_{mm}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{I_0R/U_{01}}{E/U_{01}}. \qquad (15.16)$$

Подставляя сюда E/U_{01} из выражения (15.14) при данных α, получаем семейства кривых $I_0/I_m = F_3(I_0R/U_{01}, \alpha)$ и $I/I_{mm} = F_4(I_0R/U_{01}, \alpha)$. Эти кривые представлены на рис. 15.10 и 15.11 (см. § 15.6).

Экспериментальная проверка, проведенная при участии В. И. Лалетина и Б. Д. Бизиенкова, показала достаточную

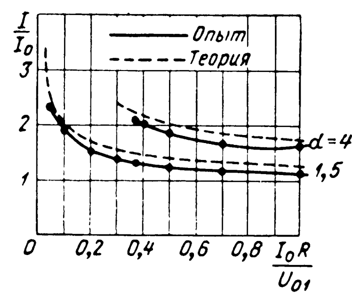


Рис. 15.3. Сравнение опытных и расчетных значений действующего тока вторичной обмотки трансформатора.

Рис. 15.4. Сравнение опытных и расчетных значений э. д. с. вторичной обмотки трансформатора.

для практики точность полученных результатов. Сравнение опытных и расчетных данных по нахождению величин E и I приведено в качестве примера для одной из конкретных схем заряда на рис. 15.3 и 15.4.

Итак, мы видели, что для нахождения всех интересующих нас величин исходным является параметр I_0R/U_{01}. Зная его, можно для данного α по выражениям (15.14), (15.16), представленным графически, определить в относительных единицах величины E, I, I_m, I_{mm}, а также I_1, $I_з$, а затем без труда найти и их абсолютные значения (о токах I_1, $I_з$ см. в § 15.6).

Открытым остался пока вопрос о выборе сопротивления R. Теперь, однако, можно разрешить и его. В самом деле, если нужно получить режим полного заряда, то из кривых рис. 15.8 можно найти для заданного α то критическое значение $(I_0R/U_{01})_{кр}$, которое обеспечит реализацию такого режима. Отсюда находим необходимое сопротивление

$$R=\left(\frac{I_0R}{U_{01}}\right)\frac{U_{01}}{I_0}, \qquad (15.17)$$

причем для полного заряда

$$R=R_{кр} \text{ и } \frac{I_0R}{U_{01}}=\left(\frac{I_0R}{U_{01}}\right)_{кр}.$$

Найденную величину сопротивления для случая полного заряда обозначим через $R_{кр}$ и назовем также критической. Для удобства ее отыскания ниже на рис. 15.7 приведем в двух разных масштабах график

$$\left(\frac{I_0R}{U_{01}}\right)_{кр}=F_5(\alpha). \qquad (15.18)$$

На том же рисунке эта зависимость представлена и в другом виде:

$$\left(\frac{I_0R}{U_{0к}}\right)_{кр}=F_5'(\alpha).$$

Полученные данные позволяют определить и реальную постоянную времени τ, с которой происходит заряд накопителя в рассматриваемом случае. Из выражений (15.13) находим

$$t_п=\frac{C\,(U_{0к}-U_{01})}{I_0}=\frac{CU_{01}}{I_0}(\alpha-1). \qquad (15.19)$$

Принимая $\tau=t_п/4$ и умножая числитель и знаменатель на $R_{кр}$, получаем

$$\tau=\frac{1}{4}\frac{CR_{кр}}{I_0R_{кр}/U_{01}}(\alpha-1)=CR_{кр}\frac{1}{4}\frac{\alpha-1}{(I_0R/U_{01})_{кр}}. \qquad (15.20)$$

Здесь величина $CR_{кр}=\tau_c$ — обычная постоянная времени заряда конденсатора. Следовательно,

$$\frac{\tau}{\tau_c}=\frac{1}{4}\frac{\alpha-1}{(I_0R/U_{01})_{кр}}=\frac{1}{4}\frac{\alpha-1}{F_5(\alpha)}, \qquad (15.21)$$

где $F_5(\alpha)$ определяется по выражению (15.18).

Мы пришли к интересному выводу, что реальная постоянная времени заряда конденсатора в рассматриваемой схеме τ существенно отлична от обычной постоянной $\tau_c = RC$ и это отличие для данной схемы выпрямления целиком определяется параметром α. Подставляя в формулу (15.21) величину $F_5(\alpha) = (I_0R/U_{01})_{кр}$, построим на рис. 15.5 зависимость $\tau/\tau_c = F_6(\alpha)$. Видно, что отношение τ/τ_c не есть постоянная величина и что оно значительно превышает единицу, т.е. заряд емкости выпрямленным током идет значительно медленнее, нежели при постоянном токе. Физически это совершенно понятно, а количественные соотношения устанавливаются выражением (15.21) и графиком рис. 15.5.

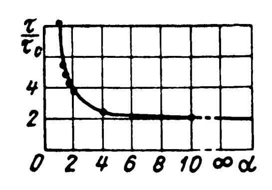


Рис. 15.5. Зависимость отношения постоянных времени заряда τ/τ_c от параметра α.

15.4. Выбор оптимальных режимов заряда накопителя

Рассмотрим возможные режимы заряда, выбрав в качестве опорного режим полного заряда (§ 15.1), при котором согласно (15.17) $R = R_{кр}$. Совершенно ясно, что выбирать режим ускоренного заряда ($R < R_{кр}$) не имеет никакого смысла, ибо это приводит лишь к неполному использованию паузы, т. е. к увеличению максимальных токов I_m и I_{mm} и действующего I при том же среднем I_0. Для режима ускоренного заряда очевидны соотношения

$$E = \frac{E_m}{\sqrt{2}} = \frac{U_{0к}}{\sqrt{2}}, \quad I_m = \frac{E_m - U_{01}}{R}, \quad I_{mm} = \frac{E_m}{R}, \quad (15.22)$$

а токи I, I_1, $I_з$ вырастут по сравнению с определяемыми по рис. 15.9 для точки полного заряда в $\sqrt{t_п/t_з}$ раз, где $t_з$ — время заряда.

Иначе обстоит дело при выборе условия $R > R_{кр}$ (режим неполного заряда). Из рис. 15.8, 15.9 видно, что с ростом величины I_0R/U_{01}, т. е. R, необходимая э. д. с. питания E растет медленно, а действующий ток I падает весьма резко. Если рассмотреть произведение этих величин, определяющее мощность трансформатора $P = EI$,

то можно найти такие значения I_0R/U_{01}, при которых мощность P будет минимальна.

На рис. 15.6 представлен график $P \doteq F_7 (I_0R/U_{01}, \alpha)$. Видно, что с отходом от критической величины $(I_0R/U_{01})_{кр}$ вверх необходимая мощность питающего трансформатора заметно снижается вплоть до определенных при каждом α значений I_0R/U_{01}. Отсюда следует, что величину R целесообразно выбирать несколько больше критического значения $R_{кр}$ и осуществлять режим неполного заряда. Одновременно это позволяет уменьшить максимальный ток заряда I_m, т. е. облегчить режим работы питающей сети и выпрямителей. Это понятно физически и видно из рис. 15.10.

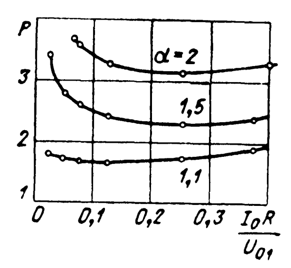


Рис. 15.6. К выбору оптимального режима заряда.

Еще одним существенным преимуществом режима неполного заряда является возможность выбора сопротивления зарядной цепи R таким, чтобы ток начального включения I_{mm} уменьшить до допустимой для вентилей величины $I_{m\ доп}$. Тогда отпадает надобность вводить на момент включения в цепь заряда дополнительное ограничительное сопротивление $R_{ог}$ с его последующим отключением.

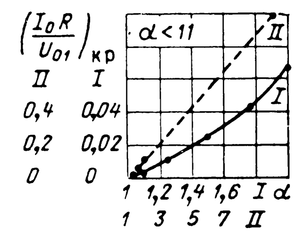
Таким образом, переход на режим неполного заряда $R > R_{кр}$, $I_0R/U_{01} > (I_0R/U_{01})_{кр}$ позволяет решить одновременно задачи снижения габаритов питающего трансформатора и снижения максимальных токов включения и заряда. Правда, при этом растет э. д. с. E трансформатора, который часто является высоковольтным, что усложняет выполнение его изоляции. Практика расчетов показывает, что для обеспечения допустимой величины тока включения I_{mm} необходимо такое сопротивление R, при котором величина E повышается на 5—25% против значения в режиме полного заряда. Во многих случаях с этой величиной можно примириться.

Недостатком режима неполного заряда является увеличение напряжения на конденсаторах накопителя сверх нормального в случае пропуска рабочего импульса, т. е. искусственного увеличения паузы. В ряде случаев это недопустимо и требует специальных мер защиты. Во всяком случае, если и нельзя обеспечить режим, при котором

$I_{mm} < I_{m\,\text{доп}}$, то следует, как правило, стремиться к значительному снижению токов I_m и I путем некоторого увеличения величины R против $R_{\text{кр}}$ при незначительном росте напряжения питания E. Так, из рис. 15.8 видно, что росту E на 2% против минимально возможной величины соответствует рост R (против $R_{\text{кр}}$) в 3 раза для $\alpha = 1{,}1$, в 2 раза для $\alpha = 1{,}25$, в 1,5 раза для $\alpha = 1{,}5$ и т. д. При этом токи I и I_m упадут соответственно почти в 3; 1,7 и 1,25 раза (см. рис. 15.9 и 15.10). Выгодность осуществления таких режимов очевидна и их следует преимущественно использовать в практике проектирования.

15.5. Особенности различных схем выпрямления

Однофазные и двухфазные схемы. Все приводившиеся выводы имеют общий характер и справедливы для любых схем выпрямления данной группы. При выкладках для разных схем в отдельные выражения входили бы некоторые



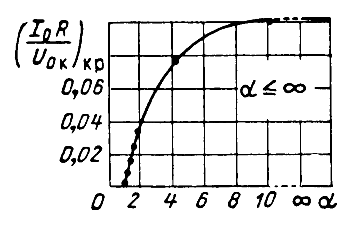


Рис. 15.7. График для определения критической величины основного расчетного параметра:

I — точный отсчет, II — грубый отсчет.

постоянные коэффициенты. Таким образом, все расчетные кривые (рис. 15.7—15.11) сохраняют силу, но масштабы по осям могут меняться. То же касается подсчета токов I_1 и I_3.

Основным расчетным параметром по-прежнему является величина I_0R/U_{01}, но для некоторых схем ее необходимо опять-таки умножить на соответствующий коэффициент и уже эту новую величину брать при использовании всех графиков.

Поправочные коэффициенты (множители) для основных расчетных параметров применительно к различным схемам

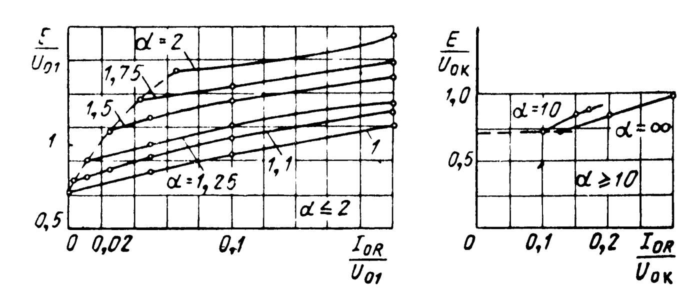


Рис. 15.8. График для определения вторичной э. д. с. трансформатора питания.

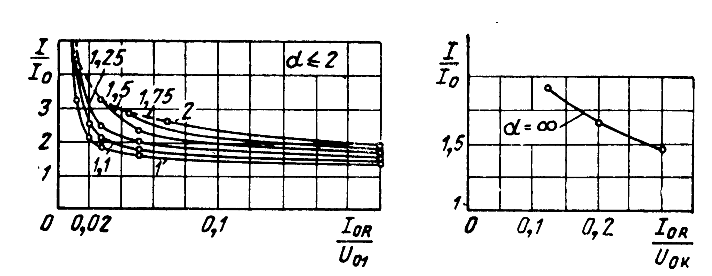


Рис. 15.9. График для определения действующего тока во вторичной обмотке трансформатора.

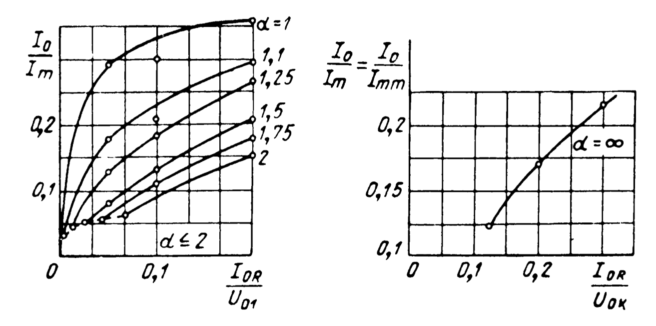


Рис. 15.10. График для определения максимального тока заряда.

Таблица 15.1

Поправочные коэффициенты к универсальным графикам для различных схем выпрямления

Номер схемы	Схема выпрямления	Поправочный множитель для параметров				
		I_0R/U_0	I/I_0	I_0/I_m, I_0/I_{mm}	$I_1/k_{т}I$	$I_з/I$
1	Мостовая	1	1	1	1	1
2	Двухполупериодная с нулевой точкой	1	$1/\sqrt{2}$	1	$\sqrt{2}$	$\sqrt{2}$
3	Однополупериодная	2	$\sqrt{2}$	1/2	$\sqrt{1-(I_0/I)^2}$	1
4	Удвоения	2	2	1/2	1	1
5	Трехфазная с нулевой точкой звезда — звезда	2/3	$\sqrt{2}/3$	3/2	$8/\pi^2$	$\sqrt{3}$
6	То же треугольник — звезда	2/3	$\sqrt{2}/3$	3/2	$\sqrt{1-\left(\frac{1}{3}\frac{I_0}{I}\right)^2}$	$\sqrt{3}$
7	Трехфазная Ларионова звезда — звезда	1/3	$\sqrt{2}/3$	3	1	$\sqrt{3}/\sqrt{2}$

Примечания: 1. Для схемы № 1 при вычислении сопротивления R в качестве $r_в$ брать удвоенное сопротивление одного вентиля.

2. Для схемы № 2 э. д. с. E соответствует одной половине вторичной обмотки; коэффициент трансформации $k_т$ также берется относительно одной половины этой обмотки.

3. Для схемы № 4 весь расчет ведется на одно плечо схемы, т. е. берется удвоенная емкость C и половинные напряжения U_{01} и $U_{0к}$ по отношению к нагрузке, э. д. с. E получается при этом реальной для вторичной обмотки трансформатора.

4. Для схемы № 5 и 6 выводы справедливы только при $\alpha \leqslant 2$, э. д. с. E будет фазной э. д. с. трансформатора.

5. Для схемы № 7 выводы справедливы только при $\alpha \leqslant 1{,}15$, э. д. с. E будет линейной э. д. с. трансформатора.

выпрямления, которыми надо пользоваться при работе с универсальными графиками 15.7—15.11 и формулами (15.16), (15.17), приведены в табл. 15.1. В примечаниях к таблице отмечены также особенности, которые следует иметь в виду при расчетах.

Во избежание недоразумений подчеркнем, что, вычисляя по реальным значениям I_0, R, U_0 параметр I_0R/U_{01} для пользования графиками, надо полученную величину умножать на поправочный коэффициент. Если же этот параметр снимается с графиков, то соответственно снятую с графика величину надо на поправочный коэффициент разделить. Заметим, что для удобства пользования можно сразу вычертить отдельные графики для каждой схемы по универсальным графикам и поправочным коэффициентам этой таблицы.

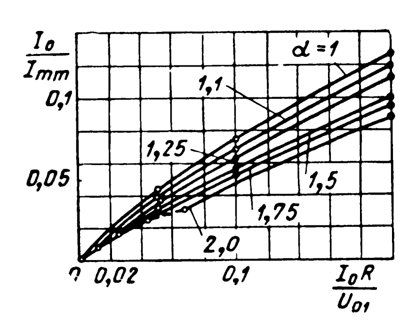


Рис. 15.11. График для определения тока начального включения.

Трехфазные схемы. Для трехфазных схем полученные выводы можно применить только в ограниченной зоне значений U_{01} — пока эта величина не становится ниже тех значений выпрямленной э. д. с. e, при которых происходит коммутация вентилей. Эти значения составляют: для схем с нулевой точкой 0,5 E_m, для схемы Ларионова 0,865 E_m. Следовательно, зона применимости приведенных результатов ограничивается соотношением $U_{01}/E_m = 0{,}5$ и 0,865 для этих схем соответственно. Если, как обычно, $U_{0к} \approx E_m$, то это же условие запишется как $\alpha \leqslant 2$ для схем с нулевой точкой и $\alpha \leqslant 1{,}15$ для схемы Ларионова. Таким образом, в первом случае результаты применимы практически всегда при неполном разряде накопителя.

Поправочные коэффициенты для получения всех величин по универсальным графикам в зонах их применимости при трехфазных схемах приведены также в табл. 15.1.

Если значения α существенно больше указанных выше величин, в частности $\alpha = \infty$, то приходим практически к случаю заряда постоянным током, закономерности кото-

рого известны. Так, здесь в режиме полного заряда для схемы с нулевой точкой $I/I_0 = \sqrt{2}/\sqrt{3}$, а для схемы Ларионова $I/I_0 = 2/\sqrt{3}$.

15.6. Инженерный расчет схем заряда и питающих трансформаторов

Инженерный расчет базируется на универсальных графиках для величин $(I_0R/U_{01})_{кр}$, E/U_{01}, I/I_0, I_0/I_m, I_0/I_{mm}. Эти графики, рассчитанные по найденным в § 15.3 выражениям, построены на рис. 15.7—15.11. В соответствии с изложенным ранее возможны три случая расчета схемы заряда, предопределяющие и расчет трансформатора: на режим полного заряда, на допустимый максимальный ток заряда, на допустимый ток начального включения. Приводим методики расчета для всех этих случаев.

Общая часть

1. Исходные величины: $U_{0к}$, α, C, $t_п$, напряжение сети U_c. Здесь и далее все напряжения даны в вольтах, токи — в амперах, сопротивления — в омах, емкости — в фарадах.

2. Находим $\alpha = U_{0к}/U_{01}$ или $U_{01} = U_{0к}/\alpha$.

3. Находим по формуле (15.13) $I_0 = \dfrac{C\,(U_{0к} - U_{01})}{t_п}$.

4. Находим по табл. 15.1 поправочные расчетные коэффициенты для выбранной схемы выпрямления. В дальнейшем, ссылаясь на тот или иной график или формулу, будем иметь в виду одновременное использование — при необходимости — этих коэффициентов.

5. Полагая предварительно $E_m \approx U_{0к}$, находим для данной схемы из обычных соотношений обратное напряжение на вентиле $U_{обр}$.

Далее различно для различных случаев расчета, см. ниже.

Расчет на режим полного заряда

6. Находим по рис. 15.7 для данного α необходимую величину $(I_0R/U_{01})_{кр}$.

7. Находим по формуле (15.17) $R = R_{кр} = (U_{01}/I_0) \times \times (I_0R/U_{01})_{кр}$.

8. Находим по рис. 15.8 для заданного α и полученной величины I_0R/U_{01} отношение E/U_{01} и э. д. с. $E = (E/U_{01})\,U_{01}$. Можно и без вычислений принять $E \approx 1{,}02\,\frac{U_{0к}}{\sqrt{2}}$.

9. Находим по рис. 15.9 для тех же условий величину I/I_0 и $I = (I/I_0)\,I_0$.

10. Находим по рис. 15.10 для тех же условий величину I_0/I_m и $I_m = (1/\frac{I_0}{I_m})\,I_0$. Иначе вычисляем $I_m \approx \frac{1{,}02U_{0к} - U_{01}}{R}$.

11. Находим по рис. 15.11 для тех же условий величину I_0/I_{mm} и $I_{mm} = (1/\frac{I_0}{I_{mm}})\,I_0$. Иначе вычисляем $I_{mm} \approx \approx 1{,}02U_{0к}/R$.

12. По найденным величинам I_0, I_m, $U_{обр}$ выбираем тип вентиля и при необходимости — число параллельно включенных вентилей. Если параллельное включение вентилей или выбор их с большим запасом по среднему току нежелательны, необходимо перейти к расчету на допустимый ток заряда.

13. По каталогу и числу параллельно включаемых вентилей находим величину $r_В$.

14. Находим необходимую величину ограничительного сопротивления из условия начального включения

$$R_{ог} = \frac{\sqrt{2}\,E}{I_{m\,доп}} - R \approx \frac{1{,}02U_{0к}}{I_{m\,доп}} - R.$$

15. Находим $k_т = E/U_c$.

16. Находим $P = EI$ и производим расчет трансформатора (гл. 14). При этом $I_1 = k_тI$.

Определяем активное сопротивление короткого замыкания $r_к = r_2 + r_1'$, приведенное ко вторичной обмотке трансформатора (при рабочей температуре).

17. Находим внешнее зарядное сопротивление $R_з = R - r_В - r_к$. Если окажется, что $R_з < 0$, это будет означать, что сопротивления обмоток трансформатора слишком велики и их необходимо уменьшить путем увеличения сечения проводников и, возможно, габаритов трансформатора.

18. Находим требуемую мощность зарядного сопротивления: $R_з = I_з^2R_з$, где $I_з = I$.

Пример расчета. Требуется рассчитать на режим полного заряда схему удвоения при следующих данных: максимальное напряжение на накопителе 9000 *в*, глубина разряда в импульсе 20%, полная

емкость накопителя 35 *мкф*, т. е. каждое плечо имеет емкость по 70 *мкф*, время паузы между импульсами 5 *сек*, напряжение сети 220 *в*.

1. Выписываем исходные данные. Согласно примечанию к табл. 15.1 берем в расчет емкость и напряжение одного плеча, т. е. $C = 70$ *мкф* $= 70\cdot10^{-6}$ *ф*, $U_{\text{ок}} = \frac{9000}{2} = 4500$ *в*. Остальные данные: $t_{\text{п}} = 5$ *сек*, $U_{\text{с}} = 200$ *в*.

2. Находим величину $\alpha = U_{\text{ок}}/U_{01}$. Поскольку разряд идет на 20%, то $U_{01} = (1 - 0{,}2)\ U_{\text{ок}} = 0{,}8U_{\text{ок}}$. Отсюда $\alpha = U_{\text{ок}}/U_{01} = 1/0{,}8 = 1{,}25$; $U_{01} = 0{,}8\cdot4500 = 3600$ *в*.

3. Находим

$$I_0 = \frac{70\cdot10^{-6}\,(4500-3600)}{5} = 0{,}0126\ a.$$

4. По рис. 15.7 для $\alpha = 1{,}25$ находим $(I_0R/U_{01})_{\text{кр}} = 0{,}012$.

5. Для нахождения реальной величины R этот расчетный параметр по п. 4 необходимо уменьшить вдвое, взяв величину 0,006:

$$R = R_{\text{кр}} = 0{,}006\,\frac{3600}{0{,}0126} = 1710\ \textit{ом}.$$

6. По рис. 15.8, *а* для расчетной величины $(I_0R/U_{01}) = 0{,}012$ и $\alpha = 1{,}25$ находим $E/U_{01} = 0{,}9$ и $E = 0{,}9\cdot3600 = 3240$ *в*. Иначе

$$E \approx 1{,}02\,\frac{U_{\text{ок}}}{\sqrt{2}} = 1{,}02\,\frac{4500}{\sqrt{2}} = 3260\ \textit{в}.$$

Как и должно быть, оба результата практически совпали.

7. По рис. 15.9, *а* для тех же условий находим $I/I_0 = 4{,}45$. Согласно табл. 15.1 для схемы удвоения ток I должен удваиваться, т. е. $I = 2\cdot4{,}45\cdot0{,}0126 = 0{,}112$ *а*.

8. По рис. 15.10, *а* для тех же условий находим $I_0/I_m = 0{,}044$. Расчетная величина этого параметра уменьшается в два раза (см. табл. 15.1) и

$$I_m = \frac{1\cdot0{,}0126}{\frac{1}{2}\cdot0{,}044} = 0{,}574\ a.$$

Иначе

$$I_m \approx \frac{1{,}02\,(4500-3600)}{1710} = \frac{980}{1710} = 0{,}573\,a,$$

т. е. практически то же самое.

9. По рис. 15.11 для тех же условий находим $I_0/I_{mm} = 0{,}0095$. Расчетное значение равно $\frac{1}{2}\cdot0{,}0095$ и

$$I_{mm} = \frac{1}{\frac{1}{2}\cdot0{,}0095}\cdot0{,}0126 = 2{,}65\ a.$$

Иначе

$$I_{mm} \approx \frac{1,02 \cdot 4500}{1710} = 2,68 \text{ } a.$$

Опять-таки практически полное совпадение результатов.

10. По найденным I_0, I_m и $U_{обр} \approx \sqrt{2}\,E + U_{ок} = \sqrt{2} \cdot 3260 + 4500 = 9080$ *в* выбираем по каталогу кенотрон В1-01/30 (во втором режиме). Для него $I_{m\,доп} = 600$ *ма* $= 0,6$ *а*.

11. По каталогу $r_В = 1000$ *ом*.

12. $R_{ог} = \frac{2 \cdot 3260}{0,6} - 1710 = 7650 - 1710 = 5940 \approx 6000$ *ом*.

13. $k_т = \frac{3260}{220} = 14,8$.

14. $P = 3260 \cdot 0,112 = 366$ *ва*, $I_1 = 0,112 \cdot 14,8 = 1,66$ *а*.

После конструктивного расчета трансформатора получено $r_2 = 275$ *ом*, $r_1 = 0,76$ *ом* (при рабочей температуре). Находим $r_1' = r_1 \cdot k_т^2 = 0,76 \cdot 14,8^2 = 167$ *ом*, $r_к = r_2 + r_1' = 275 + 167 = 442$ *ом*.

15. $R_з = 1710 - 1000 - 442 \approx 270$ *ом*.

16. $I_з = I = 0,112$ *а*; $P_з = 0,112^2 \cdot 270 = 3,4$ *вт*.

Расчет на допустимый максимальный ток заряда

6. Выбираем по величинам I_0 и $U_{обр}$ тип вентиля и определяем для него $r_В$ и допустимую амплитуду тока $I_{m\,доп}$.

7. Находим допустимое отношение $I_m/I_0 = I_{m\,доп}/I_0$ и обратную величину I_0/I_m.

8. Находим по рис. 15.10 для заданного α и найденного I_0/I_m требуемое значение I_0R/U_{01}. Если окажется, что величина I_0/I_m лежит ниже граничной точки для данного α, то следует перейти к расчету на режим полного заряда.

9. Находим по формуле (15.17)

$$R = R_{кр} = \frac{U_{01}}{I_0}\left(\frac{I_0R}{U_{01}}\right)_{кр}.$$

10. Находим по рис. 15.8 для заданного α и найденной величины I_0R/U_{01} отношение E/U_{01} и э. д. с. $E = (E/U_{01})\,U_{01}$. Уточняем величину $U_{обр}$ и проверяем правильность выбора вентиля.

11. Находим по рис. 15.9 для тех же условий величину I/I_0 и $I = (I/I_0)\,I_0$.

12. Находим $k_т = E/U_с$.

13. Находим $R_{ог} = \frac{\sqrt{2}\,E}{I_{m\,доп}} - R$.

Далее — по пп. 15—18 предыдущего случая расчета. В заключение необходимо определить максимально возможное напряжение на конденсаторе $E_m = \sqrt{2}E$.

Пример расчета. Требуется рассчитать на допустимый ток заряда двухполупериодную схему с нулевой точкой при следующих данных: напряжение на накопителе 12 000 *в*, глубина разряда в импульсе 30%, емкость накопителя 25 *мкф*, пауза 2,5 *сек*, напряжение сети 220 *в*.

1. Выписываем исходные данные: $C = 25$ *мкф* $= 25\cdot10^{-6}$ *ф*, $U_{ок} = 12\ 000$ *в*, $t_п = 2{,}5$ *сек*, $U_с = 220$ *в*.

2. При разряде на 30% $U_{01} = 0{,}7\cdot U_{ок} = 8400$ *в*, $\alpha = \frac{12000}{8400} = 1{,}43$.

3. Находим

$$I_0 = \frac{25\cdot10^{-6}\,(12\,000 - 8400)}{2{,}5} = 0{,}036a.$$

4. При напряжении $U_{ок} = 12\ 000$ *в* обратное напряжение для схемы с нулевой точкой составит более 24 000 *в*. Учитывая также средний ток $I_0 = 0{,}036$ *а* $= 36$ *ма*, выберем в качестве вентиля кенотрон В1-01/30 (первый режим работы). Для него $I_{m\,доп} = 400$ *ма* $= 0{,}4$ *а*, $r_в = 1000$ *ом*.

5. Допустимая величина $I_0/I_m = I_0/I_{m\,доп} = 0{,}036/0{,}4 = 0{,}09$.

6. По рис. 15.10, *а* для $\alpha = 1{,}43$ и $I_0/I_m = 0{,}09$ находим $I_0R/U_{01} = 0{,}05$.

7. Находим

$$R = 0{,}05\cdot\frac{8400}{0{,}036} = 11\,600\ ом.$$

8. По рис. 15.8, *а* для $I_0R/U_{01} = 0{,}05$ и $\alpha = 1{,}43$ находим $E/U_{01} = 1{,}1$ и $E = 1{,}1\cdot8400 = 9230$ *в*; $E_m = \sqrt{2}E = 13\,000$ *в*, $U_{обр} = 2E_m = 26\ 000$ *в*. Величина $U_{обр}$ допустима (для выбранного кенотрона — 30 000 *в*).

9. Для тех же условий по рис. 15.9, *а* $I/I_0 = 2{,}25$ и в соответствии с табл. 15.1

$$I = \frac{1}{\sqrt{2}}\left(\frac{I}{I_0}\right) I_0 = \frac{1}{\sqrt{2}}\cdot2{,}25\cdot0{,}036 = 0{,}0575\ a$$

10. $k_т = \frac{9230}{220} = 42.$

11. $R_{ог} = \frac{\sqrt{2}\cdot9230}{0{,}4} - 11\,600 = 32\,600 - 11\,600 = 21\,000$ *ом*.

12. $P = 9230\cdot0{,}0575 = 530$ *ва* (мощность половины вторичной обмотки). В соответствии с табл. 15.1 $I_1 = \sqrt{2}\cdot0{,}0575\cdot42 = 3{,}4$ *а*.

Сопротивления обмоток после конструктивного расчета трансформатора составили $r_2 = 1650$ *ом*, $r_1 = 0{,}66$ *ом*. Отсюда $r_1' = 0{,}66\cdot42^2 = 1160$ *ом*, $r_к = 1650 + 1160 = 2810$ *ом*.

13. $R_з = 11\,600 - 1000 - 2810 \approx 7800$ *ом*.

14. Согласно табл. 15.1

$$P_з = (\sqrt{2}\,I)^2\,R_з = (\sqrt{2}\cdot0{,}075)^2\,7800 = 51 \approx 50\ вт$$

15. По п. 8 настоящего расчета максимально возможное напряжение на накопителе при увеличении паузы составит $E_m = 13\,000$ *в*.

При расчете на режим полного заряда было бы $E_m \approx 1{,}02 U_{ок} = 1{,}02 \cdot 12\,000 = 12\,250$ *в*, т. е. возможное увеличение напряжения на накопителе составит при расчете на допустимый ток заряда $\frac{13\,000}{12\,250} = 1{,}06$ или 6%. С этой величиной можно примириться, либо необходимо принять соответствующие меры защиты.

Представляет интерес сравнение полученных результатов с теми, которые имели бы место при расчете на режим полного заряда.

В последнем случае получаем

$$(I_0 R / U_{01})_{кр} = 0{,}02;$$

$$R = 0{,}02 \cdot \frac{8400}{0{,}036} \approx 4700 \text{ ом}, \quad E = \frac{1{,}02 \cdot 12\,000}{2} = 8700 \text{ в},$$

$$\frac{I}{I_0} = 3{,}6; \quad I = \frac{1}{\sqrt{2}} 3{,}6 \cdot 0{,}036 = 0{,}092 \text{ а},$$

$$I_m = \frac{1{,}02 \cdot (12\,000 - 8400)}{4700} = 0{,}82 \text{ а}, \quad P = 8700 \cdot 0{,}092 = 800 \text{ ва}.$$

При токе $I_m = 0{,}82$ *а* пришлось бы в каждое плечо включать два кенотрона параллельно (ибо $I_{m\,доп} = 0{,}4$ *а*). Кроме того, как видим, мощность трансформатора в режиме полного заряда оказалась в 1,5 раза выше — 800 *ва* против 530 *ва*. Эти два момента показывают преимущества режима неполного заряда.

Расчет на допустимый ток включения

6. Выбираем по величинам I_0 и $U_{обр}$ тип вентиля и определяем для него значения $I_{m\,доп}$ и r_B.

7. Находим допустимое отношение $I_{mm}/I_0 = I_{m\,доп}/I_0$ и обратную величину I_0/I_{mm}.

8. Находим по рис. 15.10 или 15.11 для заданного α и найденной величины I_0/I_{mm} требуемое значение $I_0 R/U_{01}$. Если окажется, что величина I_0/I_{mm} лежит ниже граничной точки для данного α, то следует перейти к расчету на режим полного заряда.

Далее — как в случае расчета на допустимый максимальный ток заряда вычисление по п. 13 не производится.

Глава 16

ВЫХОДНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ СПЕЦИАЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

16.1. Классификация и особенности режимов выходных трансформаторов

В данной главе рассмотрены выходные трансформаторы (ВТ), предназначенные для согласования с нагрузкой специальных генераторов повышенной и ультразвуковой частоты, оконечные каскады которых выполнены в виде ламповых усилителей мощности или тиратронных инверторных схем. Имеются в виду генераторы и соответственно трансформаторы, работающие при фиксированной частоте или в узкой полосе частот. Рабочая частота рассматриваемых ВТ лежит в диапазоне 1—100 *кгц*. Нагрузка у ВТ обычно активная (либо ее реактивные составляющие скомпенсированы).

Такие ВТ широко применяются в ультразвуковой технике, гидролокационной аппаратуре и ряде других случаев. Мы рассматриваем только особенности подобных ВТ, не касаясь хорошо освещенных в литературе общих вопросов проектирования согласующих трансформаторов [130, 197, 224, 243, 250, 268, 271, 279].

Изложенные данные вполне приложимы к трансформаторам, работающим (при иных указанных допущениях) и от машинных генераторов.

Классификация ВТ. Дифференцируем ВТ по ряду признаков дополнительно к общей классификации (гл. I).

Их *режим работы* может быть непрерывным и повторно-кратковременным, в частности повторно-импульсным (§ 1.1, 7.8). Повторно-кратковременный режим у ВТ характеризуется обычно весьма малыми значениями скважности Q (§ 7.8). Поэтому ниже терминологически присоединим эту группу к трансформаторам непрерывного режима. Повторно-импульсный для краткости назовем просто импульсным.

Мощность ВТ в импульсном режиме может быть достаточно велика. Однако средняя мощность укладывается в понятие т. м. м.

По исполнению ВТ встречаются два принципиально различных случая. В одном выходной каскад лампового генератора содержит резонансный контур, настроенный на основную частоту, причем роль индуктивности этого контура играет первичная обмотка ВТ. Поэтому индуктивность обмотки L_1 должна быть выдержана в строго определенных пределах. Во втором случае настроенный контур либо отсутствует, либо выполняется с автономной индуктивностью. Величина L_1 должна быть достаточно велика, чтобы обмотка не шунтировала нагрузку. ВТ первого рода назовем настраиваемыми (ВТН), второго рода — ненастраиваемыми (ВТНН).

По электрической схеме обмоток ВТ разделим на группы: без средних точек (схемы последовательных инверторов), со средней точкой в первичной обмотке (схемы параллельных инверторов и двухтактные ламповые схемы), со средними точками в первичной и вторичной обмотках (схемы двухтактных предоконечных каскадов), с несколькими первичными обмотками (сложные схемы инверторов). Половинки обмоток, имеющих средние точки, работают попеременно через полпериода в соответствии с моментами проводимости ламп. Автономные первичные обмотки работают каждая от своего тиратрона поочередно одна за другой со сдвигом во времени, определяемым числом обмоток.

По величине напряжения ВТ средней и большой мощности являются обычно высоковольтными (низковольтные ВТ для инверторов на тиристорах в данной работе не рассматриваются).

Особенности электрических режимов ВТ. На ВТ в известной мере можно распространить выводы, полученные в разделе втором книги для т. м. м. повышенной частоты. Для ВТ повторно-кратковременного режима работы необходимо учесть особенности теплового режима (§ 7.8). Можно показать, что для ВТ импульсного режима при реальных соотношениях $t_и/T$ коэффициент допустимого увеличения потерь практически равен скважности:

$$q_p = Q. \qquad (16.1)$$

Кривые $\frac{q_p}{Q}(Q,\ t_и/T)$, рассчитанные по точным соотношениям, приведены для иллюстрации этого вывода на

рис. 16.1. Это позволяет резко увеличить плотность тока и (несмотря на весьма высокую частоту!) индукцию B и значительно уменьшить габариты и вес ВТ.

У ВТН специфичны требования к величине L_1. Из теории ламповых генераторов известна определенная связь между волновым сопротивлением настроенного конутра ωL_1 и приведенным сопротивлением нагрузки $r_н'$. Так как частота ω достаточно велика, а сопротивление $r_н'$ обычно относительно мало, требуемая величина L_1 оказывается очень малой — от долей единицы до десятков миллигенри. Такую величину индуктивности трудно обеспечить естественным путем. В самом деле,

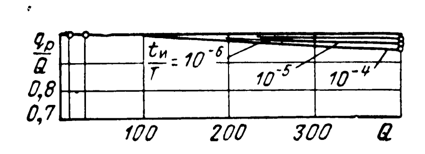


Рис. 16.1. К определению коэффициента допустимого увеличения потерь в импульсном режиме работы.

$$L_1 = \frac{0,4\pi k_c s_c w_1^2 \mu \cdot 10^{-8}}{l_c}, \ гн, \qquad (16.2)$$

где μ выражено в *гс/э*.

Подставляя из выражения (5.17) $w_1 \doteq 1/s_c B$, получаем при прочих постоянных величинах $L_1 \doteq \frac{\mu}{B} \frac{1}{s_c l_c}$. Поскольку вариации величин μ и B ограничены, единственным средством уменьшения L_1 оказывается увеличение объема сердечника $V_c = s_c l_c$, т. е. габаритов трансформатора. Чтобы этого избежать, в сердечник ВТН вводят искусственный воздушный зазор, величина которого доходит до нескольких сантиметров. Соответственно наблюдается большой намагничивающий ток I_{0r} в первичной обмотке (контурный ток), который может даже превысить рабочий ток I (см. § 16.3).

Имеется своя проблема с величиной L_1 и для ВТНН. Индуктивность L_1 образует контур с паразитной емкостью обмоток, в котором при определенной частоте f_0 возникает резонанс, называемый собственным резонансом трансформатора. В зоне, близкой к резонансу, интенсивно меняется эквивалентное сопротивление паразитного контура, влияя на общее сопротивление, приведенное к зажимам ВТ с учетом нагрузки. Это нарушает согласование генератора с нагрузкой, а при работе в полосе ухудшает частотную характеристику. Поэтому желательно вынести частоту

f_0 выше верхней рабочей частоты ВТ. Так как паразитные емкости обмоток весьма малы, собственный резонанс наступает при тем меньшей величине f_0, чем больше L_1. Отсюда вытекает требование ограничения L_1 не только снизу, но и сверху.

16.2. Особенности конструкции выходных трансформаторов

Сердечники. Учитывая диапазон рабочих частот, лучшей конструкцией для современных ВТ надо признать ленточный сердечник из достаточно тонкого высококачественного магнитного материала (§ 3.1, 4.2, 4.3). Для реализации больших индукций и получения высокого к. п. д. нужны малые удельные потери p_1 при рабочей частоте. Для ВТНН важна также магнитная проницаемость μ.

Из данных § 3.1 видно, что наилучшими свойствами обладают сплавы 80НХС и 79НМ при толщине 0,05 *мм* (лента толщиной 0,02 *мм* мало технологична). Однако это справедливо только для ВТ непрерывного режима. В импульсном режиме преимущества этих сплавов по потерям теряются, так как высокие индукции нельзя реализовать из-за относительно низкой индукции насыщения (около 0,7 *тл*). Поэтому для ВТ импульсного режима лучшими оказываются сплавы 50Н и 33НКМС, имеющие значительно большую индукцию насыщения (1,5—1,3 *тл*). Оптимальная толщина 0,05 *мм*, при снижении частоты — до 0,1 *мм*. Интересен сплав 35НКХСП (§ 3.1). При относительно низкой частоте хороша и холоднокатаная сталь (0,05—0,1 *мм*).

Сердечники могут быть разрезными или замкнутыми. Последние применяют для ВТНН (обычно в виде тороидальных). У таких сердечников потери минимальны, а проницаемость максимальна (§ 4.4), но применение ТТ не всегда возможно из-за конструктивно-технологических ограничений (§ 14.2).

Применявшиеся длительное время ШС из горячекатаной стали Э44 (0,2—0,1 *мм*) следует считать устаревшими (тем более, что затруднена шихтовка таких тонких пластин). Технология изготовления и конструкция ЛС подробно рассмотрены в § 2.2, 4.2, 4.3.

Катушки. Для уменьшения рассеяния (особенно у ВТНН) катушки делают концентричными, иногда —

чередующимися (§ 2.3). На конструктивное оформление обмоток большое влияние оказывают требование обеспечения высокой электрической прочности и необходимость выполнения средних точек обмоток. В случае применения ТТ обмотки надо располагать равномерно вдоль сердечника.

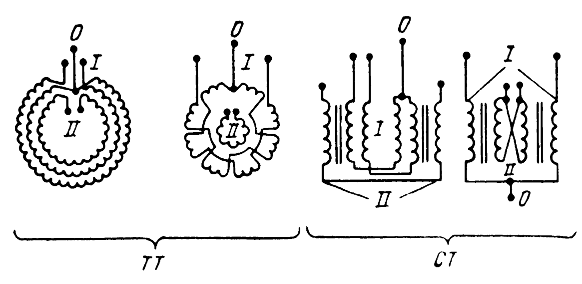


Рис. 16.2. Способы расположения обмоток выходных трансформаторов.

Если обмотка имеет среднюю точку, вдоль сердечника следует разместить каждую половину обмотки, желательно в целое число слоев (рис. 16.2, *а*). Делается это для улучшения связи между обмотками и их половинами.

Для обеспечения полной симметрии половин первичной по отношению ко вторичной обмотке прибегают к перекрестно-секционированному выполнению первичной обмотки (рис. 16.2, *б*). Ее достоинство — снижение межслоевых напряжений, недостаток — наличие полного напряжения между обмоткой и сердечником. Если применяется СТ, теоретически наилучшим вариантом размещения обмоток при наличии средней точки является разбивка вторичной обмотки (или каждой ее половины) и каждой половины первичной обмотки на две части, располагаемые на разных стержнях и соединяемые последовательно. Для каждой половины одну часть располагают ближе к сердечнику, другую — дальше (рис. 16.2,*в*). Серьезным недостатком этого способа является конструктивная сложность, появление лишнего изоляционного промежутка на полное рабочее напряжение и, как следствие, увеличение размеров окна и рассеяния.

Простотой отличается способ, когда каждая половина первичной обмотки находится на своем стержне, а вторичная разбивается на две части, расположенные на разных стержнях и соединяемые (для обеспечения полной связи

с каждой половиной первичной обмотки) обязательно параллельно (рис. 16.2, *г*). Эта схема обеспечивает полную симметрию и на практике дает хорошие результаты. Однако ее органическим недостатком является уравнительный ток во вторичной обмотке. Он вызван небалансом э. д. с., индуктируемых в частях вторичной обмотки вследствие плохой связи между работающей в данный полупериод первичной полуобмоткой и расположенной на другом стержне частью вторичной обмотки. Уравнительный ток увеличивает полный действующий ток в обмотке и потери $p_к$ (в $k_у$ раз) и снижает к. п. д. Этот ток особенно заметен в ВТН, поскольку зазор сильно увеличивает рассеяние между стержнями. Ориентировочно на основании экспериментальных данных можно принять

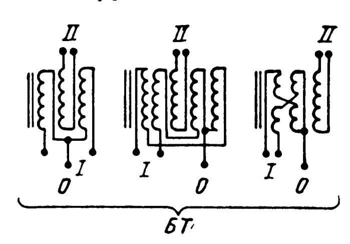


Рис. 16.3. Способы расположения обмоток выходных трансформаторов в случае БТ.

$$\text{для ВТНН } k_у = 1{,}2, \quad \text{для ВТН } k_у = 1{,}35. \qquad (16.3)$$

Когда для ВТНН применяют БТ, обмотки располагают вдоль стержня со всеми теми замечаниями, что были сделаны для ТТ (рис. 16.3, *а*). Для улучшения симметрии вторичную обмотку можно расположить между полуобмотками первичной. Наилучший результат получают, дробя каждую половину первичной обмотки на две части и помещая вторичную между этими частями. Вторая часть полуобмотки, у которой первая часть располагалась непосредственно на сердечнике, должна быть отнесена наиболее далеко, и наоборот (рис. 16.3, *б*). Однако для ВТН, где зазор сильно увеличивает имеющуюся несимметрию, даже этот способ не обеспечивает полной симметрии, первые же варианты вообще непригодны. Здесь можно рекомендовать расположение обмоток по рис. 16.3, *в*, когда полуобмотки транспозируются двумя частями по высоте стержня. Если вторичная обмотка тоже имеет среднюю точку, ее следует выполнить таким же образом.

Заметим, что особо высокая симметрия важна для ВТ предоконечных каскадов генераторов. Выбор проводов делается по данным § 3.3 с учетом дополнительных эффектов

при повышенной частоте (§ 5.2). При больших токах в обмотках во избежание заметного роста сопротивления применяют тонкую медную ленту, а иногда и трубки (если недостаточно сечения имеющихся проводов типа «литцендрат»).

Основные вопросы технологии изготовления и конструкции высоковольтных обмоток т. м. м. рассмотрены в § 2.4, 4.5.

Выбор типа конструкции. В этом отношении сделаем следующие рекомендации. Для ВТНН предпочтительны ТТ (при малом числе обмоток). Если допустимо соответствующее снижение эффективной магнитной проницаемости, возможно применение СТ и БТ (на разрезных ленточных сердечниках). Это создает технологические преимущества, хотя дает проигрыш в весах и габаритах. Для ВТН применяют только последние два типа. Из них выгоднее СТ (§ 14.2).

При большой мощности наилучшей является оригинальная конструкция так называемого кругового трансформатора БТ с цилиндрической катушкой и радиально расположенными сердечниками, обладающая развитой поверхностью охлаждения $П_с$, что важно для т. м. м. повышенной частоты (см. рис. 2.41).

Ввиду сложности вопроса, специфичности условий работы и часто возникающих специальных требований, к выбору оптимального типа ВТ следует относиться весьма внимательно, с учетом конкретных обстоятельств.

Трансформатор в сборе. Коснемся вопроса оптимальной геометрии ВТ. Из-за разнообразия требований здесь не представляется возможным дать столь определенные рекомендации, как для силовых т. м. м. (гл. 10). Положение осложняется тем, что часто главную роль приобретают конструктивные требования по обеспечению надежной изоляции из-за высоких рабочих напряжений. Для размещения изоляции требуется много места. Поэтому отношение $s_{ок}/s_с$ для сердечников ВТ оказывается больше, чем обычно. Величину y желательно не брать заметно больше единицы, поскольку для т. м. м. повышенной частоты это невыгодно (см. гл. 10). Соотношение сторон окна h/c желательно иметь больше для уменьшения рассеяния. Применяющиеся ряды сердечников, разработанные для ВТ с учетом этих положений, приведены в приложении 8: ПЛ-сердечников для СТ — в табл. П16.1 и сердечников для круговых транс-

форматоров — в табл. П16.2. В качестве тороидальных применяются обычные ОЛ-сердечники по табл. П14.3.

Конструкции ВТ в целом принципиально не отличаются от описанных в гл. 3 конструкций с ЛС. Высоковольтные ВТ изолируются с помощью термореактивных компаундов. Подобные конструкции приводились на рис. 2.15—2.19. Новые конструкции, высококачественные магнитные материалы, реализация высоких электромагнитных нагрузок (§ 16.1, 16.3) — все это позволило уменьшить вес и габариты ВТ в несколько раз по сравнению с традиционно применявшимися.

16.3. Расчетные зависимости

Определим *полный действующий ток* I_1 для наиболее общего случая ВТН со средней точкой в первичной обмотке. Приведенный мгновенный ток активной нагрузки i' протекает в каждой половине обмотки полпериода, контурный же

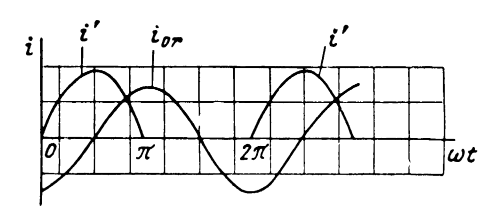


Рис. 16.4. Мгновенные токи в первичной обмотке ВТН.

ток i_{0r}, сдвинутый на 90°,— непрерывно (рис. 16.4). Мгновенный первичный ток в интервале от 0 до π равен $i_1 = i' + i_{0r} = I_m \sin t + I_{0rm} \sin (t + 90) = I_m \sin t -$ $- I_{0rm} \cos t$, а в интервале от π до 2π $i = -I_{0rm} \cos t$. Отсюда

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (I_m \sin t - I_{0rm} \cos t)^2 \, dt + \int_{\pi}^{2\pi} (I_{0rm} \cos t)^2 \, dt} =$$

$$= \sqrt{\frac{I^2}{2} + I_{0r}^2} . \qquad (16.4)$$

Ток I приведен к половине первичной обмотки. Если ток нагрузки I привести ко всей обмотке, то получим

$$I_1 = \sqrt{2\left(\frac{w_2}{w_1} I\right)^2 + I_{0r}^2}, \quad I_{0r} = \frac{U_1}{\omega L_1}, \tag{16.5}$$

где U_1 — переменное напряжение, приложенное ко всей первичной обмотке.

Для ВТ с N_1 первичными обмотками аналогично получаем

$$I_1 = \sqrt{N_1\left(\frac{w_2}{w_1} I\right)^2 + I_{0r}^2}. \tag{16.6}$$

Если обмотка одна и не имеет средней точки, $N_1 = 1$.

Рост тока I_1 по отношению к I характеризует коэффициент $\frac{I_1}{I(w_2/w_1)}$ или $\frac{I_1}{U_1/r'_н}$. Соответственно возрастает и расчетная (габаритная или типовая) мощность трансформатора

$$P_г = k_I P_2. \tag{16.7}$$

Коэффициент увеличения k_I с учетом выражений (16.5), (16.6) составит, если пренебречь потерями,

для ВТ со средней точкой

$$k_I = \frac{1}{2}\left(1 + \sqrt{2 + \left(\frac{r'_н}{\omega L_1}\right)^2}\right),$$

для ВТ без средней точки (16.8)

$$k_I = \frac{1}{2}\left(1 + \sqrt{1 + \left(\frac{r'_н}{\omega L_1}\right)^2}\right).$$

Для обычных практических соотношений $r'_н/\omega L_1$ значения k_I можно ориентировочно принимать по условиям:

	ВТНН	ВТН	
Обмотки без средней точки	1	1,7	(16.9)
Обмотки со средней точкой (или несколько первичных обмоток)	1,2	1,8	

Для обеспечения высокого качества передачи импульса стремятся к уменьшению *индуктивностей рассеяния* ВТ как между первичной и вторичной (L_s), так и между поло-

винами первичной обмотки, если они есть. Особенно это относится к ВТНН. Желательны соотношения:

$$\left.\begin{array}{l}\text{для выходных каскадов } \omega L_s \leqslant 0{,}15 r'_{\text{н}}, \\ \text{а для предоконечных трансформаторов} \\ \qquad \omega L_s \leqslant 0{,}05 r'_{\text{н}}.\end{array}\right\} \qquad (16.10)$$

Для ВТН ввиду фильтрующего действия контура индуктивность рассеяния такой важной роли не играет.

Об *индуктивности первичной обмотки* L_1 говорилось в § 16.1.

Рассмотрим теперь вопрос *о выборе магнитного материала* из числа лучших — сплав 50Н, 33НКМС и 80НХС, 79НМ. Построим для ВТ, как для ТЕР, по выражению (11.13) зависимость индукции B от мощности для трансформаторов с сердечниками из сплава 50Н (33НКМС) при различных скважностях и частоте. Учитывая условие (16.1) и данные § 7.8, рассчитанное значение B следует увеличить в $\sqrt{Q}$ раз, соблюдая условие (9.7) $B \leqslant B_s$.

Точки, для которых $B \geqslant B_s$ (где B_s — для сплавов 80НХС, 79НМ), соответствуют случаям, когда рационально применять сплав 50Н (33НКМС), а не 80НХС или 79НМ. (При расчете кривых принята геометрия: ТТ; $x = 3{,}5$, $y = 1{,}25$.) Так как у разрезных сердечников потери выше, чем у замкнутых, индукции при той же мощности уменьшаются и применение сплава 80НХС (79НМ) оказывается рациональным и при несколько меньших мощностях, чем по рис. 16.5. Это не относится, однако, к конструкции кругового трансформатора. В силу развитой поверхности охлаждения сердечников здесь возможно значительное увеличение индукции, и зона использования сплава 80НХС (79НМ) сдвигается существенно в сторону больших мощностей. Если выбор падает на сплав 50Н, надо проверить, нельзя ли его заменить холоднокатаной сталью (Э350, Э360). Если это можно сделать, не снижая индукцию и не превосходя допустимого перегрева, останавливаемся на этой стали.

При использовании для сердечников горячекатаной стали Э44 (0,1 *мм*) индукцию необходимо снизить в 1,5—2 раза по сравнению с индукцией при использовании сплава 50Н и в 2,5—3,5 раза — сплава 80НХС.

Большое влияние на характеристики ВТН оказывает вводимый в сердечник *воздушный зазор* δ_0. Происходит вы-

пучивание магнитных линий, что приводит к уширению сечения зазора s_δ по сравнению с сечением сердечника s_c (рис. 16.6). Эффективность введения зазора уменьшается,

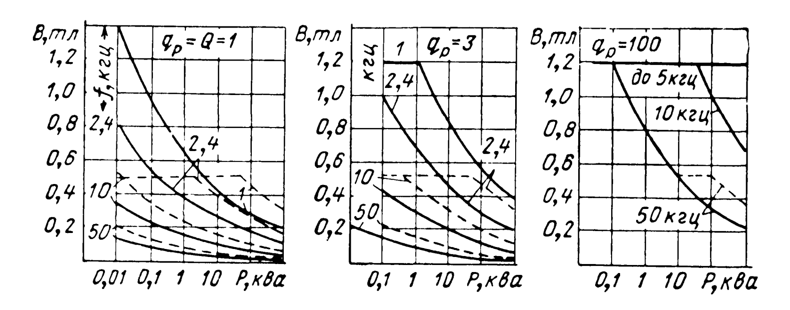


Рис. 16.5. К выбору материала сердечника для выходных трансформаторов:
—— 33НКМС, 50Н; — — — 80НХС, 79НМ.

и реальная индуктивность L_1 при зазоре δ_c оказывается завышенной по сравнению с расчетной при $s_\delta = s_c$. Если через δ_c' обозначить зазор, рассчитываемый без учета выпу-

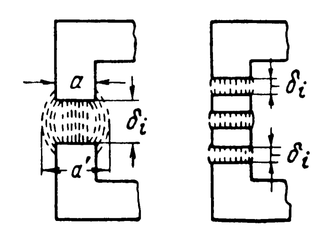


Рис. 16.6. К явлению выпучивания магнитного потока в зазоре ВТН.

чивания, то реальный зазор, который обеспечивает получение принятой в расчете индуктивности L_1, будет в k_δ раз больше:

$$\delta_c = k_\delta \delta_c'. \tag{16.11}$$

Методам расчета магнитных цепей с зазором посвящены работы ряда авторов. Однако предлагаемые методы расчета для каждодневного использования в практике весьма тру-

доемки. Для практических целей можно предложить экспериментальную формулу

$$k_\delta = \sqrt{\frac{1+10\delta'}{0,9}}. \qquad (16.12)$$

Для наибольшей эффективности и обеспечения максимальной симметрии зазор надо располагать в центре стержня с катушкой, но не с краю и тем более не в ярме. Выпучивание линий в зазоре сердечника приводит к увеличению потерь в сердечнике p_c. Действительно, у торцов сердечника крайние пучки магнитных линий входят в сердечник не вдоль ленты (листа), а поперек, что способствует развитию в этой зоне сильных вихревых токов. В результате величина p_c возрастает в $k_{p\delta}$ раз. Ориентировочно

$$k_{p\delta} = 1,4. \qquad (16.13)$$

Это особенно вредно для ВТ непрерывного режима, где сильный местный нагрев торцовой зоны сердечника может стать недопустимым. При импульсном режиме работы во время паузы происходит выравнивание температур.

С выпучиванием потока в зазоре и вытекающими отсюда последствиями можно бороться путем дробления суммарного зазора на ряд последовательно включенных меньших зазоров δ_i (рис. 16.6). Выбором числа зазоров можно добиться практического отсутствия выпучивания, и тогда

$$\delta_c \approx \delta_c' = \sum \delta_i, \; k_\delta \approx k_{p\delta} \approx 1.$$

Однако введение нескольких зазоров сильно усложняет конструкцию и приводит, в свою очередь, к увеличению потерь p_c за счет увеличения числа резов сердечника.

Для ВТ непрерывного режима обратим внимание на следующее интересное явление. Из-за разницы длин крайних магнитных линий возникает неравномерность распределения индукции по сечению сердечника. В рассматриваемом случае это явление заметно усиливается, поскольку здесь индукции лежат левее максимума магнитной проницаемости по кривой $\mu(B)$. Увеличение индукции в зоне внутренней магнитной линии приводит к дополнительному снижению магнитного сопротивления из-за роста μ и дальнейшему росту индукции. В итоге при допустимых суммарных потерях могут наблюдаться местная концентрация потерь и местный перегрев внутренних частей сердечника. Это явление следует учитывать при выборе расчетного значения B.

Рассмотрим теперь, как ориентировочно определить *частоту собственного резонанса* f_0 [188]. Величина L_1 нелинейна и зависит от индукции B и частоты f. Однако учет нелинейности приводит к чрезмерному усложнению решения. Если взять эффективную магнитную проницаемость материала μ при некоторой фиксированной индукции, то можно принять для самых приближенных оценок, что отношение величин μ и начальной магнитной проницаемости $\mu_н$ мало зависит от частоты: $\mu/\mu_н \approx \text{const} = м$. Приняв также примерную зависимость $\mu_н = n_\mu/(m_\mu + f)$ и подставляя величину $\mu = м\mu_н$ в выражение (16.2), можно получить

$$L_1 = \frac{0,4\pi k_c s_c w_1^2}{l_c} \frac{м n_\mu}{m_\mu + f} \cdot 10^{-4}.$$

Из обычного условия резонанса с эквивалентной собственной емкостью $c_э$ выводится выражение

$$f_0 = \frac{1 + \sqrt{1 + M_f m_\mu c_э}}{M_f c_э} \approx \frac{1}{M_f c_э}, \qquad (16.14)$$

где $c_э$ определяется по данным § 5.2, табл. 5.1;

$$M_f = \frac{1,6\pi^3}{l_c} k_c s_c w_1^2 м n_\mu \cdot 10^{-4},$$

все обозначения — как обычно.

Сделанное в формуле (16.14) упрощение возможно при условии $M_f m_\mu c_э \ll 1$, т. е. при малом числе витков w_1, малой собственной емкости $c_э$.

Значения коэффициентов m_μ и n_μ таковы:

Коэффициент	для стали Э3...	для сплава 50Н	для сплава 80НХС
m_μ	$5,6 \cdot 10^3$	$4,5 \cdot 10^4$	$7,5 \cdot 10^3$
n_μ	$0,6 \cdot 10^7$	$1,1 \cdot 10^8$	$1,4 \cdot 10^8$

Параметр $м$ в практических расчетах несколько дифференцируется в зависимости не только от индукции B, но и от частоты. Задавшись некоторым предварительным значением f_0, определяют параметр $м$ и делают расчет f_0

по выражению (16.14). По найденной величине f_0 корректируют $м$ и повторяют расчет, находя f_0 окончательно. Опыт показывает, что одного приближения обычно достаточно. Значения $м$ в функции частоты f и рабочей индукции B для разных материалов приведены на рис. 16.7.

Для расчета паразитных параметров L_s и $c_э$ используются материалы § 5.2, табл. 5.1. Здесь дополним их

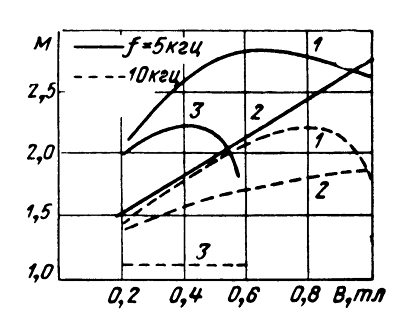


Рис. 16.7. Значения параметра $м$ для различных материалов:
1 — сталь Э350, 2 — сплав 50Н, 3 — сплав 80НХС.

формулами для специфической конструкции ВТ — ТТ с секционированной катушкой (рис. 16.2, *б*). Эти формулы отличаются от обычных по табл. 5.1 и имеют следующий вид [187]:

$$\left.\begin{aligned} L_s &= 15\cdot 10^{-9} w_1^2 \frac{l_к}{m_s^{1,3}}\left(1+\ln\sqrt{1+\frac{ш}{D_{ср}/2}}\right),\ гн,\\ c_э &= c_{сл1}+2c_{сл2}\left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2+c_{об},\\ c_{об} &= \frac{\varepsilon ш_s}{1,4m_s\Delta_{корп}}\left(\frac{w_1-w_2}{w_1}\right)^2,\ ф. \end{aligned}\right\} \quad (16.15)$$

Здесь $c_{сл1}$, $c_{сл2}$ — межслоевая емкость двух обмоток $c_{сл\,i}$ по табл. 5.1; $c_{об}$ — емкость между обмотками (при однослойной намотке $c_{сл}=0$ и $c_э=c_{об}$); m_s — число секций; $D_{ср}=\frac{d+a}{2}=\frac{c+a}{2}$, *см*; $ш$ — средний промежуток между секциями, *см*; $ш_s=\frac{\pi D_{ср}}{m_s}ш$ — средняя ширина одной секции, *см*; остальные величины определены в табл. 5.1 и как обычно.

Из формул (16.15) видно, что разбивка катушки на секции у ТТ позволяет снизить не только индуктивность L_s, но — в отличие от других типов трансформаторов — одновременно и собственную емкость.

ВТ проектируют на разработанных для них ленточных сердечниках ПЛ по табл. П16.1, П16.2 или сердечниках ОЛ по НО.666.002 (табл. П14.3). В таблицах приведены все основные размеры и величины, необходимые для расчета. Расчет складывается из двух этапов — выбора нужного типоразмера сердечника и собственно электрического расчета (конструктивный расчет производится в соответствии с § 6.6 при учете особенностей высоковольтных т. м. м. по § 2.3—2.5, 16.2).

Выбор типоразмера сердечника. Как и для силовых т. м. м. (§ 14.6), нужный сердечник из ряда выбираем, сопоставляя габаритную мощность рассчитываемого ВТ по выражению (16.7) с максимальной габаритной мощностью типоразмера сердечника $P_т$. При определении мощности $P_т$ учитываем дополнительное возрастание потерь $p_к$ в $k_у$ раз по выражению (16.3), а для ВТН — и потерь p_c в $k_{p\delta}$ раз по (16.13). С другой стороны, учитываем увеличение мощности в q_p раз для повторно-кратковременного режима работы.

Режимы работы ВТ по частоте f и скважности Q очень разнообразны, и необходимо кроме типового перегрева $\tau_{м\ т}$ выбрать также типовые значения $f_т$ и $Q_т$, для которых определяется мощность $P_т$. К этим же значениям $f_т$, $Q_т$, $\tau_{м\ т}$ надо привести и заданную мощность $P_г$. Приведенную величину обозначим $P_{г0}$. Так как обычно ВТ работают в естественном тепловом режиме и при постоянной величине $\tau_м$ имеем $p_к \doteqdot p_c \doteqdot q_p$, $p_1 \doteqdot p_1'$, то, пренебрегая вторичными факторами, по выражению (9.28) получаем $P \approx \approx q_p \tau_м f^{1-v/2}$, где частотный коэффициент потерь v определяется по (3.4). Приняв $v = 1{,}5$ по условию (3.5), получим выражение для расчета $P_{г0}$:

$$P_{г0} = \frac{1}{q_p} \frac{\tau_{м\ т}}{\tau_м} \sqrt[4]{\frac{f_т}{f}}\, P_г. \tag{16.16}$$

Остается сравнить величину $P_{г0}$ с величиной $P_т$. Учитывая области работы ВТ, выберем два типовых режима при $Q = 1$ и $\tau_{м\ т} = 40$ *град*:

первый — сплав 80НХС или 79НМ (0,05 *мм*), $f_т = 6$ *кгц*;
второй — сплав 50Н (0,05 *мм*), $f_т = 20$ *кгц*.

Типовые мощности $P_{г0}$ в *ква* в этих режимах составляют (для некоторых типоразмеров сердечников из табл. П16.1):

Сердечник	Первый режим	Второй режим
ПЛ20 × 20 × 64	0,5	0,5
ПЛ20 × 40 × 64	0,8	0,8
ПЛ30 × 30 × 100	1,5	1,5
ПЛ30 × 60 × 100	2,3	2,5
ПЛ30 × 60 × 150	2,9	3,0

(16.17)

Электрический расчет. Ведется после выбора сердечника в следующей последовательности.

1. Допустимые полные потери в трансформаторе

$$\sum p = q_p \alpha \tau_{\text{м}} \frac{Б}{Г} П_{\text{к}},\ \textit{вт},$$

где $Б$ определяется по § 7.10 и выражению (14.4) при $\nu = \nu_0$, ν_0 определяется по (14.1); $Г$ — по § 7.10, табл. 7.3, (7.54), (7.56); q_p — по § 16.1, 7.8, (16.1), рис. 7.14; $\alpha = \alpha_{0h} \sqrt[4]{\tau_{\text{м}}/50Г}$; α_{0h}, β, $П_{\text{к}}$ — по табл. П16.1, П16.2, П14.3.

2. Допустимые учитываемые потери $\Sigma p_{\text{у}} = \frac{1}{k_{\text{н у}}} \times \Sigma p$, *вт*. Коэффициент $k_{\text{н у}}$ учитывает потери в изоляции и вследствие проявлений поверхностного эффекта (§ 5.2). Предварительно $k_{\text{н у}} = 1{,}15 \div 1{,}25$.

3. Потери в сердечнике и катушках (предварительно) $p'_{\text{к}} = \Sigma p/(1 + \nu)$, *вт*, $p'_{\text{с}} = \nu p_{\text{к}}$, *вт*.

4. Допустимые удельные потери в материале сердечника

$$p'_i = \frac{1}{G_{\text{с}}} \frac{p'_{\text{с}}}{k_p k_{p\delta}},\ \textit{вт/кг},$$

где $G_{\text{с}}$, *кг*, определяется по табл. П16.1, П16.2, П14.3; k_p — по табл. 14.3; для ВТНН $k_{p\delta} = 1$, для ВТН $k_{p\delta} = 1{,}4$.

5. Индукция в сердечнике B.

При заданной частоте f и найденным удельным потерям p'_i для выбранного сорта и толщины материала по рис. 3.4 находим индукцию B'. Для этого определим вспомогательную величину потерь p'_n при частоте f и том значении индукции B_n, для которого построены графики потерь. Тогда согласно (3.2) $B' = B_n \sqrt{p'_i/p_n}$. Если $B' \leqslant B_s$, принимаем

$B = B'$, иначе $B = B_s$. Здесь B_s определяется по выражению (9.8). Для сплава 33НКМС значение B_s такое же, как и для сплава 50Н, для 79НМ — как 80НХС.

6. Потери в сердечнике $p_c = p'_c\,(B/B')^2$, *вт*.

7. Число витков на вольт $\overline{w} = 2{,}26/fk_c s_c B$, где f выражено в *кгц*, k_c берется по табл. 14.1, s_c — по табл. П16.1, П16.2, П14.3.

8. Число витков обмоток: первичной $w_1 = \overline{w}\dfrac{U_1}{k_u}$, вторичных $w_{2i} = \overline{w}k_u U_{2i}$. Коэффициент падения напряжения равен: для ВТНН $k_u = 1{,}05$, для ВТН $k_u = 1{,}1$.

9. Средняя плотность тока (предварительно)

$$j' = \sqrt{\frac{p'_к}{\rho k_{ок} k_j V_к}},$$

где $V_к$ определяется по табл. П16.1, П16.2, П14.3, ρ — по (5.37) при температуре 75° С, $k_{ок} = 0{,}05 \div 0{,}15$.

Коэффициент k_j учитывает распределение проводников в объеме трансформатора. Для СТ и БТ $k_j = 1$, для ТТ $k_j = 0{,}5$.

10. Первичный ток I_1. Определяем по выражениям (16.5), (16.6). Если L_1 не задано, можно принять $I_{0r} = 0$.

11. Провода и изоляцию катушек выбираем по указаниям § 16.2, сечения проводов q_i — по стандартам (табл. П3.6—П3.8) ближайшими к величинам $q'_i = \sqrt{k_у}\,(I_i/j')$, где $k_у$ определяется по (16.3). Если для выбранного провода коэффициент увеличения сопротивления k_{ri} по (5.45), рис. 5.5 заметно больше единицы, необходимо заменить провод двумя или несколькими параллельными меньшего сечения или применить провода «литцендрат».

12. Конструкция катушек выбирается по § 2.3, 2.4, 16.2. После размещения обмоток подсчитываем их сопротивления r_i при 75° С. В предварительном расчете определяем величину

$$k_{ок} = \frac{\sum\limits_{i=1}^{N} q_{2i} w_{2i} + q_1 w_1}{s_{ок} \cdot 10^2}.$$

Необходимо обеспечить $k_{ок} \leqslant 0{,}1 \div 0{,}15$.

13. Индуктивность рассеяния L_s рассчитывается по табл. 5.1 (в формулу подставляем число витков *всей* обмот-

ки). Должны быть соблюдены условия (16.10). Иначе переходим к типоразмеру, имеющему большее сечение s_c.

14. Индуктивность первичной обмотки L_1 для ВТНН подсчитывается по (16.2) при $\mu = \mu_э$, где $\mu_э$ определяется по (4.2), § 4.4. Для ТТ $\delta_c = 0$, для СТ и БТ $\delta_c \leqslant 1{,}5 \times \times 10^{-3}$ *см*. Величину μ берем ориентировочно равной $\mu_н$ по табл. П3.3, П3.4.

Если величина L_1 меньше требуемой, необходимо уменьшить индукцию и повторить расчет. Если при этом размещение обмоток не обеспечивается (п. 12), переходим к большему типоразмеру и также уменьшаем индукцию по сравнению с допустимой по тепловому режиму. Если L_1 значительно больше заданной величины, также необходимо перейти к большему типоразмеру сердечника.

15. Зазор в сердечнике для ВТН (односторонний) определяется по (16.2) при $l_c = 2\delta_c'$, $\mu = 1$ и по (16.11), (16.12) и материалам § 16.3.

16. Потери в катушках

$$p_к = k_{у1} k_{r1} I_1^2 r_1 + \sum_{i=1}^{N} k_{уi} k_{ri} I_{2i}^2 r_{2i} + p_д,\ вт,$$

где потери в диэлектрике (изоляции) $p_д$ определяются по (5.41)—(5.44), § 5.2; коэффициент увеличения сопротивления на переменном токе k_{ri} — по (5.45), рис. 5.5, § 5.2; при отсутствии параллельных ветвей в обмотках $k_{уi} = 1$, при их наличии $k_{уi}$ находится по (16.3).

17. Перегрев катушек

$$\tau_м = \frac{p_к + p_c}{\alpha q_p П_к Б} Г,\ град,$$

где $\nu = p_c / p_к$; α, q_p, $П_к$, $Б$, $Г$ определяются по п.1 данного расчета.

Если $\tau_м$ выше допустимой величины, переходим к большему типоразмеру сердечника и повторяем расчет заново. Если $\tau_м$ значительно (на 25—50%) ниже допустимой величины и это не вызвано преднамеренным завышением типоразмера, можно перейти к меньшему типоразмеру, после чего повторяем расчет заново.

18. Величина к. п. д.

$$\eta = 1 - \frac{p_к + p_c}{P_2 + p_к + p_c}.$$

В заключение рассчитываем данные для контрольных испытаний в непрерывном режиме на какой-либо стандартной частоте (например, 400 *гц*). Цель — проверка коэффициентов трансформации и качества магнитной цепи трансформатора. Подводимое напряжение рассчитываем из условия получения в испытательном режиме индукции, примерно равной рабочей индукции B.

Частота собственного резонанса f_0 может быть проверена по (16.14), при этом собственная емкость $c_э$ находится по данным § 5.2, табл. 5.1.

На этом расчет заканчивается.

Пример расчета. Исходные данные: настраиваемый ВТ со средней точкой в первичной обмотке импульсного режима работы со скважностью $Q=100$, $f=15$ *кгц*, $P=90$ *квт*, $U_1=9200$ *в*, $U_2=570$ *в*, $I_2=160$ *а*, $\tau_м=45$ *град*, $L_1=0{,}015$ *гн*. По (16.9), (16.7) $k_I=1{,}8$ и $P_г=1{,}8\cdot 90=162$ *ква*. Для ВТН импульсного режима при данной частоте выбираем разрезной ленточный сердечник стержневого типа из сплава 50Н толщиной 0,05 *мм*, $f_т=20$ *кгц*. При данных $P_г$ и f $q_p \approx Q=100$ (см. ниже).

Приведенная габаритная мощность

$$P_{г0}=\frac{162\cdot 40}{100\cdot 45}\sqrt[4]{\frac{20}{15}}=1{,}56 \text{ ква}.$$

Этой мощности соответствует сердечник ПЛ$30\times 30\times 100$ по условиям (16.17). Необходимые для расчета параметры, характеризующие данный типоразмер: $k_{ок}=0{,}1$; $k_с=0{,}75$; $\alpha_{0h}=0{,}95\cdot 10^{-3}$ *вт/см²·град*; $s_с=9$ *см²*; $s_{ок}=64$ *см²*; $G_с=2{,}4$ *кг*; $V_к=1400$ *см³*; $П_к=770$ *см²*; $\beta=0{,}3$; $\nu=\nu_0=1+0{,}3-0{,}2\cdot 0{,}3^2 \approx 1{,}3$;

$$Б=1+0{,}3\sqrt{\frac{0{,}6+1{,}3}{1+0{,}2\cdot 0{,}3\cdot 1{,}3}}=1{,}4\ (m_1=1);$$

по табл. П16.1 $c=6{,}4$ *см*, $c_к \approx c/2=3{,}2$ *см*; по (7.56) и при λ по табл. 7.3 для залитого компаундом трансформатора

$$Г=1+\frac{1}{16}\cdot\frac{0{,}9}{0{,}45}\cdot 3{,}2\,\frac{1{,}3^2-1{,}3+1}{1{,}3^2+1}=1{,}2;\quad \alpha=\alpha_{0h}\sqrt[4]{\frac{45}{1{,}2\cdot 50}}=$$
$$=0{,}9\cdot 10^{-3} \text{ вт/см}^2\cdot\text{град}.$$

Далее — по пунктам электрического расчета (стр. 599).

1. $\sum p=100\cdot 0{,}9\cdot 10^{-3}\cdot 50\,\frac{1{,}4}{1{,}2}\,770=4020$ *вт*.

2. $\sum p_у=4020/1{,}15=3480$ *вт*.

3. $p'_к=\frac{3480}{1+1{,}3}=1510$ *вт*, $p'_с=1{,}4\cdot 1510=2120$ *вт*.

4. $p'_i=\frac{1}{2{,}4}\cdot\frac{2120}{1{,}6\cdot 1{,}4}=400$ *вт/кг*.

5. По рис. 3.4 $p_п = 600$ *вт/кг* при $B_п = 1$ *тл*,

$$B = B' = 1\sqrt{\frac{400}{600}} = 0{,}81 \text{ тл}.$$

6. $p_с = p'_с = 2120$ *вт*.

7. $$\bar{w} = \frac{2{,}26}{15\cdot 0{,}75\cdot 9\cdot 0{,}81} = 0{,}0276.$$

8. $$w_1 = \frac{1}{1{,}1}\,9200\cdot 0{,}0276 = 232,\quad w_2 = 1{,}1\cdot 570\cdot 0{,}0276 = 17.$$

9. $$j' = \sqrt{\frac{1510}{0{,}021\cdot 0{,}1\cdot 1400}} = 22{,}7 \text{ а/мм}^2.$$

10. $$I_{0r} = \frac{9200}{2\pi\cdot 15000\cdot 0{,}015} = 6{,}5\text{а}.$$

$$I_1 = \sqrt{2\left(\frac{17}{232}\cdot 160\right)^2 + 6{,}5^2} = 17{,}7 \text{ а}.$$

11. Изоляция — заливка термореактивным компаундом. Сечения проводов

$$q'_1 = \sqrt{1{,}35}\,\frac{17{,}7}{22{,}7} = 0{,}9 \text{ мм}^2;\qquad q'_2 = \sqrt{1{,}35}\,\frac{160}{22{,}7} = 8{,}2 \text{ мм}^2.$$

Для первичной обмотки выбираем провод ПЭВ-2 диаметром 1,08 *мм* ($q_1 = 0{,}91$ *мм*²). Коэффициент увеличения сопротивления k_{ri} составляет 1,77, что допустимо (см. п. 16, 17). Для вторичной обмотки берем четыре провода ЛЭШО 0,07 × 630, наматываемые впараллель (суммарное сечение $4\times 2{,}4 = 9{,}6$ *мм*²).

12. Конструкция катушек соответствует рис. 2.19. Сопротивления обмоток: $r_1 = 1{,}4$ *ом*, $r_2 = 0{,}0087$ *ом*. Величина

$$k_{ок} = \frac{0{,}91\cdot 232 + 9{,}6\cdot 17}{64\cdot 10^2} = 0{,}06 < 0{,}1,$$

что и требуется.

13. После конструктивного размещения обмоток получено:

$$l_{w1} = 24 \text{ см},\quad \Delta_{об} = 0{,}5 \text{ см};\quad c_{к1} \approx c_{к2} = 0{,}85 \text{ см},$$

$$l_s \approx h = 10 \text{ см},\quad m_{si} = 1,\quad m_ф = 1.$$

По табл. 5.1

$$L_{s1} \approx L'_{s2} = \frac{232^2\cdot 24}{10\cdot 10^8}\left(\frac{0{,}5}{2} + \frac{0{,}85}{3}\right) = 0{,}7\cdot 10^3 \text{ гн},$$

$$L_s = 2L_{s1} = 1{,}4\cdot 10^{-3} \text{ гн},$$

$$r'_н = \left(\frac{232}{17}\right)^2\frac{570}{160} = 660 \text{ ом},$$

$$\omega L_s = 2\pi\cdot 15\,000\cdot 1{,}4\cdot 10^{-3} = 132 < 660,$$

что и требуется.

14. Величина L_1 задана.

15. $\delta'_c = \frac{1}{2} \cdot 0{,}4\pi \frac{232^2 \cdot 9 \cdot 0{,}75}{0{,}015 \cdot 10^8} = 0{,}15$ *см*,

$$k_\delta = \sqrt{\frac{1+10 \cdot 0{,}15}{0{,}9}} = 1{,}68,$$

$$\delta_c = 1{,}68 \cdot 0{,}15 = 0{,}26 \text{ см}.$$

16. Коэффициент k_{ri}: $k_{r2} = 1$ (литцендрат), для расчета k_{r1} находим по (5.45)

$$D_к = \frac{3+3}{2} + 2 \cdot 3{,}2 = 9{,}6 \text{ см}, \quad \frac{h_к}{D_к} = \frac{10}{9{,}6} \approx 1, \quad n_{сл} = 3,$$

$$k_{wэ} = 2, \quad k_{с\,э} = 2 \frac{9{,}6}{9{,}6 + 1{,}6} = 1{,}7,$$

$$k_{с\,э} \frac{c_{к1}}{D_к} = \frac{1{,}7 \cdot 1{,}6}{9{,}6} = 0{,}28, \quad \frac{\phi_1 \sqrt{f}}{100} = \frac{1{,}08 \sqrt{15\,000}}{100} = 1{,}32 \text{ мм } \sqrt{гц};$$

по рис. 5.5

$$k_{б\,к\,э} = 1{,}3 \cdot 10^{-4}, \quad k_{ж} = 0; \quad k_{п\,э} = 1{,}08, \quad k_г = 6,$$

по (5.45) при

$$\phi_ж = \phi_1 = 1{,}08, \quad n_ж = 1, \quad k_{r1} = 1{,}08 + 1 \cdot 1{,}08^2 \cdot 1{,}3 \cdot 10^{-4} \times$$

$$\times \left[0 + \left(\frac{6 \cdot 2 \cdot 232}{4 \cdot 9{,}6}\right)^2\right] = 1{,}77.$$

Расчет потерь в изоляции дал величину $p_д \approx 220$ *вт*. Полные потери в катушках ($k_{у1} = 1$, $k_{у2} = 1{,}35$)

$$p_к = 1{,}77 \cdot 17{,}7^2 \cdot 1{,}41 + 1{,}35 \cdot 1 \cdot 160^2 \cdot 0{,}0087 + 210 =$$

$$= 790 + 300 + 220 = 1310 \text{ вт}.$$

17. $\nu = \frac{2120}{1310} = 1{,}6; \quad Б = 1{,}47, \quad Г = 1{,}29,$

$$\tau_м = \frac{(1310 + 2120)\,1{,}29}{0{,}9 \cdot 10^{-3} \cdot 100 \cdot 770 \cdot 1{,}47} = 43{,}6 \text{ град} < 45 \text{ град},$$

что и требуется.

18. Примем для режима испытаний при частоте 400 *гц*

$B'' = 0{,}5$ *тл*; $U''_1 = 4{,}44 \cdot 400 \cdot 220 \cdot 0{,}75 \cdot 9 \cdot 0{,}5 \cdot 10^{-4} = 130$ *в*, $U''_2 = \frac{w_2}{w_1} U_1 = \frac{17}{232} \cdot 130 = 9{,}5$ *в*; по рис. 3.4 $p''_1 = 5$ *вт/кг*; $p''_{0,5} =$

$$= \frac{(0{,}5)^2}{1} \cdot 5 = 1{,}25 \text{ вт/кг};$$

$p''_c = k_p p''_{0,5} G_c$, по табл. 14.3 $k_p = 1{,}4$, $p''_c = 1{,}4 \cdot 1{,}25 \cdot 2{,}4 = 4{,}2$ *вт*.

Расчет закончен.



ПРИЛОЖЕНИЯ

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

Свойства материалов и проводов

Таблица П3.1

Стандартная ширина ленты холоднокатаной стали

Основные размеры, *мм*	5	6,3	8	10	12,5	16	20	25	32	40	50	64	80	100	240	
Возможные размеры, *мм*	5,6	6,5	7,1	9	11,2	12	14	15	18	22,4	28	35,5	45	56	71	90

Примечание. При ширине ленты более 80 *мм* поставляется только сталь Э310 — Э330.

Таблица П3.2

Цены магнитных материалов $ц'_с$, *руб/кг*

Толщина материала, *мм*	Сталь (лист) *			Сталь (лента) *		Сплав		
	Э42, Э44	Э43А	Э310, Э340	Э310, Э340	Э330А, Э360А	50Н, 50НП	50НХС	79НМ, 80НХС
0,35	0,32—0,38	0,35—0,41	0,29—0,32	0,6—0,7	0,8—0,86	4,5	5,1	7,3
0,15 (0,2)	0,55	—	0,67	1,8—2,3	2,3—3,1	5,0	6,0	8,0
0,08	—	—	—	2,3—3,0	2,9—3,9	5,6	6,8	8,8
0,05	—	—	—	3,3—4,5	4,3—5,9	6,6	7,5	10,4

* Меньшие цены диапазона соответствуют большим ширинам ленты и меньшим размерам листа (и наоборот).

Таблица П3.3

Свойства сталей при частоте 50 и 400 *гц*

Материал		Общие свойства		Величины $\mu_н$, p'_i, *вт/кг*, H_i, *а/см*; $f = 50$ (для 0,35 *мм*) и 400 *гц* ($<$ 0,35 *мм*)						
					$B = 1$ *тл*		$B = 1{,}5$ *тл*		$B = 1{,}7$ *тл*	
Марка	Толщина, *мм*	γ_c, *г/см*³	B'_s, *тл*	$\mu_н \cdot 10^{-3}$	H_1	p'_1	$H_{1,5}$	$p'_{1,5}$	$H_{1,7}$	$p'_{1,7}$
Э42	0,35	7,55	2	0,35	1,7	1,2	11	2,8	—	—
Э43				0,40	1,7	1,05	11	2,5	—	—
Э310	0,35	7,65	2,2	0,5	0,7	0,8	2,5	1,75	6	2,5
Э320				0,6	0,6	0,7	2,2	1,50	5	2,2
Э330				0,7	0,5	0,6	1,8	1,30	4	1,9
Э330А				0,8	0,4	0,5	1,7	1,10	3	1,6
Э44	0,2	7,55	2	0,3	5	12,5	18	30	—	—
	0,1			0,35	5	10,5	18	—	—	—
Э340	0,15	7,65	2,2	0,7	0,7	10	2,7	23	7	—
Э350	0,15			0,8	0,6	9	2,6	20	6	—
	0,1			0,7	0,6	8,5	2,6	19	6	—
	0,08			0,6	0,6	8,5	2,6	19	6	—
Э360	0,15			0,9	0,5	8	2,5	19	5	—

Примечания: 1. Свойства для материалов в отожженном состоянии. 2. Сталь Э3 . . .— рулонная. 3. У стали 3СТА потери на 15—20% меньше, чем у стали Э360. 4. γ_c и B'_s для сплавов см. в табл. П3.4. 5. В готовом сердечнике потери p_i больше в $k_p k_{фр}$ раз (см. § 3.1, 5.2, 14.3, табл. 14.3).

39—516

Таблица П3.4

Свойства сталей и сплавов при повышенной и высокой частоте

Материал			Величины $\mu_н$, p_i, *вт/кг*, при индукции B_i в *тл*															
			$f = 400$ *гц*			$f = 1000$ *гц*			$f = 2400$ *гц*			$f = 10\,000$ *гц*			$f = 50\,000$ *гц*		
Вид	Марка	Толщина, *мм*	$\mu_н \cdot 10^{-3}$	$p'_{0,5}$	p'_1	$\mu_н \cdot 10^{-3}$	$p'_{0,5}$	p'_1	$\mu_н \cdot 10^{-3}$	$p'_{0,5}$	p'_1	$\mu_н \cdot 10^{-3}$	$p'_{0,5}$	p'_1	$\mu_н \cdot 10^{-3}$	$p'_{0,3}$	$p'_{0,5}$
Сталь	Э44	0,1 0,15	0,35 0,8	3 2,3	10,5 9,0	0,35 0,60	11 9,5	38 38	0,35 —	41 37	145 150	0,35 —	300 370	1000 1500	0,22 —	— —	— —
	Э350	0,08 0,05	0,6 0,5	2,1 2,1	8,5 8,5	0,50 0,45	7,5 6,5	30 26	0,45 0,42	30 24	120 95	0,4 0,4	250 190	1000 750	— —	— 1000	— 2400
Сплав	50Н	0,15 0,05	3,5 2,5	1,5 1,3	5,5 5,0	3,1 2,4	5 4	20 14	2,5 2,3	20 11	81 45	1 2	220 85	860 300	0,5 1,2	— 350	— 750
	80НХС, 79НМ	0,10 0,05 0,02	20 20 13	0,5 0,45 0,55	— — —	15 19 12	2,0 1,6 1,3	— — —	8 16 12	9,5 6 4	— — —	3 8 11	100 42 30	— — —	1,0 2,5 7,0	— 160 90	— 600 270
	33НКМС	0,05	—	—	—	—	2,4	6	—	6	18	—	—	—	—	—	—

Примечания: 1. Свойства даны для отожженных материалов.
2. Сталь Э3 . . . — рулонная.
3. Сталь ЗСТА имеет потери на 25—40% меньше, чем сталь Э350.
4. Сплав 33НКМС при $B'_s = 1,35$ *тл* имеет в диапазоне до 5000 *гц* потери, лишь ненамного большие, чем у сплава 80НХС.
5. В готовом сердечнике потери p_i больше в $k_p k_{фp}$ раз (см. § 3.1, 5.2, 14.3, табл. 14.3).
6. Для сплава 50Н $B'_s \approx 1,5$ *тл*, $\gamma_c = 8,2$ *г/см³*; для сплавов 80НХС и 79НМ $B'_s = 0,7$ *тл*, $\gamma_c = 8,5$ *г/см³*; для сплава 33НКМС $B'_s = 1,35$ *тл*, $\gamma_c = 8,3$ *г/см³*.

Таблица П3.5

Свойства магнитодиэлектриков и ферритов

Материал	$\mu_н$, отн. ед.	Удельный вес, *г/см*³	B'_s, *тл*	H_c, *э*	$t_р$, °C	$f_г$, *мгц*	ТКμ, $\frac{гс/э}{°C}$	$\frac{tg\,\delta}{\mu_н}$ ($H = 10$ *мэ*)
Карбонильное железо	8			—	—	1	—	—
Алсиферы ТЧ и ВЧ	60 30 15	4,5—5,5	0,2	—	120	0,01 0,05 0,10	—	—
НН	2000 1000 600 200	4,6—5,2	0,25 0,32 0,31 0,18	0,1 0,3 0,4 1,5	70 110 120 120	0,2 0,5 1 10	3—6	30—100
НН1	20—100		до 0,48	1,2	до 360	до 10	25—10	—
НМ	4000 3000 2000	4,6—5,2	0,45 0,35 0,50	0,1 0,2 0,2	120 120 180	0,1 0,4 0,6	1,5—3	60—45

Примечания: 1. H_c — коэрцитивная сила, $t_р$ — максимальная рабочая температура, $f_г$ — граничная частота, выше которой начинает падать величина $\mu_н$, tg δ — угол потерь.

2. НН и НН1 — никель-цинковые ферриты; НМ — марганец-цинковые ферриты. Имеются марки ферритов НН, НМ с промежуточными свойствами (серия никелевых ферритов от ВЧ5 до ВЧ60, серия НМ1 с пониженным ТКμ (до 0,8) и значением $tg\,\delta/\mu_н = 45$, а также серия НМ2 с дополнительным снижением угла потерь в 2—3 раза).

3. ТКμ берется в температурном диапазоне примерно от +20 до $+t_р/2$° С. У некоторых марок ВЧ и марки 100 НН1 — от −60 до +125° С (при ТКμ около 10).

Таблица П3.6

Провода и их свойства

Вид	Марка	ГОСТ (Г), ТУ, МРТУ (М)	Класс по нагреву	Диаметр или размеры сторон, *мм*	$U_{пр}$, *кв*
Эмальпровода (ЭМ)	ПЭЛ	Г 2773—51	*Y* *	0,03—2,44	0,3—1,2
	ПЭВ-1,2 (ПЭМ)	Г 7262—54	*A*	0,06—2,44	0,4—2
	ПЭВ	ТУ 017-104—65	*A*	0,02—0,05	0,1—0,2
	ПЭВП	ВТУ МЭП 646—49	*A*	0,5—4,4	0,2
	ПЭВА, ПЭЛРА	М 2-43-14—61	*A*	0,08—2,44	0,5—2
	ПЭВТЛ-1,2	М 16-505-009—64	*E*	0,06—1,56	0,4—2
	ПЭТВ	М 2-43-12—61	*B*	0,06—2,44	0,5—2
ЭМ-волокнистые	ПЭЛШО	Г 6324—52	*Y* *	0,05—1,56	0,3—0,9
	ЛЭШО, ЛЭЛО, ЛЭШД, ЛЭЛД	ВТУ МЭП 743—50	*Y* *	0,05×10—0,07××630—0,2×49	—
	ПЭТКСО	ВТУ ОАА 505-023—52	*H*	0,38—1,56	0,5
Волокнистые	ПСД и ПСДК	Г 7019—60	*F* и *H*	0,31—4,8	0,5
	ПСДКТ	ТУ КП 18—58	*C*	0,31—1,56	0,5
	ПНСДК (КТ)	ТУ 43-16—61	*C*	0,31—1,56	0,5

Примечания: 1. $U_{пр}$ дано по мере роста размеров.

2. Провода ПЭВП — прямоугольного сечения (провода остальных марок — круглого); ПЭВА, ПЭЛРА — алюминиевые (остальные медные); ЛЭШО, ЛЭЛО, ЛЭШД, ЛЭЛД — расщепленные провода типа литцендрат.

3. Провода ПЭВТЛ лудятся без зачистки эмали.

4. Сортамент, сечения, толщину изоляции см. в табл. П3.6 — П3.9.

5. Звездочка при обозначении класса указывает на отсутствие пропитки.

Таблица П3.7

Провода круглого сечения (сортамент)

Диаметр, *мм*	Сечение, *мм*^{2}	Диаметр, *мм*	Сечение, *мм*^{2}	Диаметр, *мм*	Сечение, *мм*^{2}
0,05	0,0020	0,47	0,173	1,30	1,32
0,06	0,0028	0,49	0,188	1,35	1,43
0,07	0,0038	0,51	0,205	1,40	1,54
0,08	0,0050	0,53	0,220	1,45	1,65
0,09	0,0064	0,55	0,237	1,50	1,76
0,10	0,0079	0,57	0,255	1,56	1,91
0,11	0,0095	0,59	0,273	1,62	2,06
0,12	0,0113	0,62	0,301	1,68	2,21
0,13	0,0132	0,64	0,321	1,74	2,38
0,14	0,0154	0,67	0,352	1,81	2,57
0,15	0,0176	0,69	0,373	1,88	2,77
0,16	0,020	0,72	0,407	1,95	2,98
0,17	0,023	0,74	0,430	2,02	3,20
0,18	0,025	0,77	0,465	2,10	3,46
0,19	0,028	0,80	0,50	2,26	4,00
0,20	0,031	0,83	0,54	2,44	4,68
0,21	0,035	0,86	0,58	2,63	5,42
0,23	0,042	0,90	0,64	2,83	6,30
0,25	0,049	0,93	0,68	3,05	7,30
0,27	0,057	0,96	0,72	3,28	8,44
0,29	0,066	1,00	0,79	3,53	9,78
0,31	0,075	1,04	0,85	3,80	11,35
0,33	0,085	1,08	0,91	4,10	13,2
0,35	0,096	1,12	0,99	4,50	15,9
0,38	0,113	1,16	1,03	4,80	18,1
0,41	0,132	1,20	1,13	5,20	21,2
0,44	0,152	1,25	1,22	—	—

Примечания: 1. Из этой номенклатуры для каждой марки провода действительна часть, заключенная между крайними размерами по табл. П3.6.

2. Толщину изоляции см. в табл. П3.9.

3. Стоимость проводов см. в табл. П3.10.

4. Выбирая диаметр провода, следует учитывать также действующие ведомственные ограничения.

Таблица П3.8

Провода прямоугольного сечения (сортамент)

Ширина большей стороны, *мм*	Сечение, *мм*², при ширине меньшей стороны в *мм* (для принятых сочетаний размеров сторон)										
	1	1,08	1,16	1,25	1,35	1,45	1,68	2,1	2,44	3,53	5,5
2,1	1,89	2,07	2,24	2,42	2,64	2,85	3,33	3,92	—	—	—
2,26	2,05	2,23	2,41	2,62	2,84	3,07	3,59	4,35	—	—	—
2,44	2,23	2,43	2,62	2,84	3,08	3,33	3,89	4,64	5,37	—	—
2,63	2,42	2,63	2,84	3,08	3,34	3,60	4,21	5,04	5,94	—	—
2,83	2,62	2,85	3,07	3,33	3,61	3,89	4,54	5,46	6,43	—	—
3,05	2,84	3,08	3,33	3,60	3,91	4,21	4,91	5,93	6,91	—	—
3,28	3,07	3,33	3,60	3,89	4,22	4,55	5,3	6,41	7,52	—	—
3,53	3,32	3,60	3,89	4,20	4,56	4,91	5,72	6,93	8,13	12	—
3,8	3,59	3,89	4,20	4,54	4,92	5,30	6,17	7,5	8,79	—	—
4,1	3,89	4,22	4,55	4,92	5,33	5,74	6,68	8,13	9,52	14	—
4,4	4,19	4,54	4,89	5,29	5,73	6,17	7,18	8,76	10,2	15	—
4,7	4,44	4,87	5,24	5,67	6,14	6,61	7,79	9,39	11	16,1	—
5,1	4,89	5,30	5,71	6,17	6,88	7,19	8,37	10,2	11,9	17,5	—
5,5	5,29	5,73	6,16	6,67	7,22	7,77	9,03	11,1	12,9	18,9	—
5,9	5,69	6,16	6,63	7,17	7,76	8,35	9,70	11,9	13,9	20,3	—
6,4	6,19	6,70	7,21	7,79	8,43	9,07	10,6	12,9	15,1	22,1	34,3
6,9	6,69	7,24	7,79	8,42	9,11	9,79	11,4	14	16,3	23,9	37,1
7,4	7,19	7,78	8,37	9,04	9,78	10,5	12,6	15	17,6	25,6	39,8
8,0	7,79	8,43	9,07	9,79	10,6	11,4	13,2	16,3	19	27,7	43,1
8,6	8,39	9,08	9,77	10,6	11,4	12,3	14,2	17,6	20,5	29,9	46,4
9,3	—	—	—	—	12,4	13,3	15,4	19	22,3	32,3	50,5
10,0	—	—	—	—	—	—	16,6	20,5	23,9	34,8	54,1
11,6	—	—	—	—	—	—	—	23,9	27,8	40,5	62,9
12,5	—	—	—	—	—	—	—	25,8	30,0	43,6	67,9
14,5	—	—	—	—	—	—	—	—	34,9	50,6	78,9

Примечания: 1. См. примечания к табл. П3.7.

2. Опущены размеры: большей стороны 10,8; 13,5 *мм*; меньшей стороны 0,5; 0,9; 1,56; 1,81; 1,95. 2,26 *мм*

Таблица П3.9

Двусторонняя толщина изоляции проводов (округленно), *мм*

	Диаметр, *мм*	ПЭЛ, ПЭВ-1, ПЭЛР-1	ПЭЛУ, ПЭВ-2, ПЭЛР-2	ПСД, ПСДК	ПЭЛШО, ПЭЛШКО	ПЭТКСО
Провода круглого сечения	0,05—0,09	0,02	0,03	—	0,07	—
	0,1—0,15	0,022	0,033	—	0,075	—
	0,15—0,21	0,03	0,04	—	0,075	—
	0,23—0,33	0,04	0,05	0,23	0,09—0,105	0,16
	0,35—0,49	0,04	0,06	0,23	0,11	0,16
	0,51—0,69	0,05	0,07	0,25	0,115	0,16
	0,72—0,96	0,06	0,09	0,25	0,125	0,18
	1,0—1,45	0,08	0,11	0,27	0,135	0,20
	1,5—2,1	0,09	0,12	0,27	0,135	—
	2,26—5,2	0,10	0,13	0,33	—	—
Прямоугольные	Размер, * *мм*	ПЭВП	ПДА	ПСД (ДК)	ПБД	ППТБО
	0,5—1	0,13	—	—	—	—
	0,83—1,95	0,15	0,4	0,27	0,27	0,45
	2,1—3,8	—	0,4	0,33	0,33	0,45
	4,1—5,5	—	0,4	0,40	0,44	0,50

* Меньшей стороны.

Таблица П3.10

Стоимость обмоточных проводов (выборочно)

Диаметр, *мм*	Цена, *руб/кг*, для марок провода							
	ПЭЛ	ПЭВ-2	ПЭЛР-2	ПЭВА	ПЭВТЛ-2	ПЭТВ	ПСДК	ПЭЛШО
0,02	300	328	—	—	—	—	—	—
0,04	23	68	—	—	—	—	—	—
0,06	5,80	11,0	—	—	16,0	13,5	—	—
0,10	3,00	6,00	5,70	22,4	8,20	7,70	—	26,8
0,15	2,03	4,23	4,00	13,6	5,40	4,80	—	
0,20	1,84	3,35	3,20	9,60	4,30	3,80	—	12,8
0,31	1,54	2,07	1,95	4,20	2,65	2,25	6,65	8,6
0,53	1,39	1,65	1,54	2,90	2,03	1,78	3,80	5,5
1,00	1,28	1,43	1,34	1,85	1,68	1,53	2,25	3,3
1,50	1,22	1,33	1,25	1,57	1,53	1,42	1,82	2,6
2,44	1,18	1,27	1,20	1,36	1,40	1,36	1,58	—

Примечания: 1. Стоимость провода ПЭВП сечением до 3 *мм*² 1,79 *руб/кг*, 3—5 *мм*² — 1,5 *руб/кг* и 5—9 *мм*² — 1,46 *руб/кг*, стоимость провода ПЭЛБД от 1,5 (1 *мм*) до 1,29 *руб/кг* (2,44 *мм*).

2. Стоимость провода ЛЭШД составляет (*руб/кг*):

жилы:	0,07×7	0,07×21	0,07×49	0,07×175	0,07×1100	0,1×21	0,1×175
цена:	30,35	19,4	16,2	10,0	8,0	14,5	8,5

3. На 1—3% ниже стоимость провода ПЭВ-1, чем ПЭВ-2; провода ПЭЛР-1 — чем ПЭЛР-2; ПЭЛРА — чем ПЭВА; ПЭЛ — чем ПЭЛУ; ПЭВ-2 — чем ПЭМ-1; на 10% ниже стоимость провода ПСД, чем ПСДК; примерно в 1,5 раза ЛЭШО — чем ЛЭШД.

Таблица П3.11

Некоторые данные электроизоляционных материалов

Вид	Марка	ГОСТ (Г), ТУ, МРТУ (М)	Класс по нагреву	$U_{пп}$, *кв/мм*	Толщина или назначение материала
Бумага	Кабельн. К	Г 645—59	*А**	20	80, 120, 170 *мк*
	Телефон. КТН	Г 3553—60	*А**	30	40, 50 *мк*
	Конденс. КОН II	Г 1908—57	*А**	50	5, 6, 7, 8, 10, 12 *мк*
	Намоточн. ЭН	Г 1931—64	*А—В***	8	50, 70 *мк*
	Пропит. ЭИП	Г 3441—63	*А—В***	5	90, 110, 130 *мк*
	Микалентн.	Г 6500—64	*А—В***	—	20 *мк*
	Картон ЭВ	Г 2924—60	*А**	11	0,2—3 *мм*
Пленка	ПЭТФ (лавсан)	М 05-904—63	*F*	140	4—25 *мк*
	Ф4 (фторопласт)	Г 10536—63	*С***	100	5—40 *мк*
Ткань	Стеклоткань	Г 8481—61	*Н, С**, F*	4	60—100 *мк*
	Лакоткань ЛХЧ	Г 2214—62	*А*	20	0,17; 0,2; 0,24 *мм*
	Лакоткань ЛШС	Г 2214—60	*А*	40	40—150 *мк*
	Стеклолакоткань	Г 10156—62	*А*	>20	0,11—0,24 *мм*
Твердый	Гетинакс	Г 2718—66	*А, Е*	25	0,2 *мм* и выше
	Стеклотекстолит	Г 10292—62 и др.	*В*	10	0,2 *мм* и выше

Продолжение табл. П3.11

Вид	Марка	ГОЗТ (Г), ТУ, МРТУ (М)	Класс по нагреву	$U_{пп}$, *кв/мм*	Толщина или назначение материала
Лак	447 *М*	ВТУ Э-95—62	*А*, *Е*, *В*	75	—
	100АСФ	ВТУ КУ 393—54	*В*, *F*	70	—
	ФЛ-98	ТУ ЯН 86—59	*В*	80	—
	АФ-17	ВТУ П 131—61	*В*	60	—
	МЛ-92	ВТУ УХП 13—57	*А*, *Е*, *В*	60	—
	ПФЛ-8 В	ТУ ОАБ 504-022	*Е*, *В*	45	—
	К44, К47	М 602-287-641	*F*, *Н*	60	—
Компаунд	КП-18	ТУ ОАБ 504-017	*В*	20	Пропиточный
	Д1, ЭПК	НО.014.000	*Е*, *В*	30	Пропиточный
	Д2, ЭЗК	НО.014.000	*Е*, *В*		Заливочный
	К-33	ВТУ ВЭИ 110—60	*F*	20	Заливочный
	МБК-1,2	СТУ 1210-56—62	*Е*	15	Заливочный

Примечания: 1. $U_{пп}$ — электропрочность в действующих значениях при 20° С.

2. Есть марки стеклолакотканей, стеклотекстолитов для кл. *Н*.

3. ФЛ-98, АФ-17, К44, К47, Д2, ЭЗК, МБК-1,2 тропикоустойчивы; компаунды КП-18, Д1, ЭПК — только пропиточные, К-33 — только заливочный.

4. Звездочка при обозначении класса указывает на наличие пропитки; при наличии двух звездочек класс определяется видом пропитки.

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

К определению синтезирующих показателей эффективности

К определению присоединенного веса т. м. м.

Сведения по современным генераторным устройствам (ГУ) приведены в литературе [48], [52]. Веса генераторных транспортных установок даны вместе с приводными бензо- или электродвигателями. Для самолетных генераторов приводом является основной авиационный двигатель, и его вес в расчет можно не принимать. Веса самолетных маломощных преобразователей даны вместе с приводом. Необходимые сведения по ГУ приводим в табл. П5.1, П5.2.

Введем ряд допущений, избегая при этом недооценки роли присоединенного веса, чтобы полнее выявить значение этого фактора. Полный конструктивный вес ГУ слагается из постоянной части и переменной части, зависящей от мощности. Примем, что интересующая нас вторая часть составляет 0,75 от полного веса и будем брать при оценке веса соответствующую часть от табличных данных.

Возьмем сначала самолетные установки. Наихудшие показатели имеют маломощные преобразователи (табл. П5.1), от которых т. м. м. питают редко. Тем не менее выберем этот наихудший случай, взяв средний удельный вес 17 *г/ва* и расчетный удельный вес 13 *г/ва*. Считаем, что половина всей мощности источника проходит трансформацию через т. м. м. (с запасом). Тогда для наших расчетов от 13 *г/ва* надо взять половину: $g_{\text{гу}} = 6{,}5$ *г/ва*. Среднее время полета самолета, для которого необходим запас топлива, можно принять не более 4—6 *час*. Тогда вес топлива на 1 *вт* расходуемой мощности составит $g_{\text{т}} = 0{,}6\,\dfrac{г}{вт\text{-}ч}\cdot 5\ \ ч = 3\ \ г/вт.$

Для транспортных установок нормальной и повышенной частоты показатели одинаковы (табл. П5.2). При одинаковой мощности показатели установок с бензо- и электродвигателями также близки между собой. Удельный вес в зависимости от мощности и типа установки колеблется от 19 до 60 *г/ва*. Примем некоторую среднюю величину 45 *г/ва*. С учетом поправок на постоянную часть веса и долю участия т. м. м. в нагрузке в соответствии с вышесказанным получим расчетный удельный вес $g_{\text{гу}} = 0{,}75\cdot 0{,}5\cdot 45 = 17$ *г/ва*. Для бензоагрегатов надо учесть еще и вес топлива. Принимая время автономной работы между двумя заправками в 10 *час* и средний расход топлива 0,8 *г/вт-ч* (табл. П5.2), получим удельную топливную составляющую присоединенного веса $g_{\text{т}} = 0{,}8\cdot 10 = 8$ *г/вт*.

Таким образом, можно выделить две группы генераторных установок — сравнительно «легких» и «тяжелых», для которых типовые характеристики $g_{\text{гу}}$ и $g_{\text{т}}$ приведены выше и повторены в § 5.5 условиями (5.97).

Таблица П5.1

Весовые и энергетические характеристики современных самолетных генераторных установок (частота 400 *гц*) [48], [52]

Вид установки	Мощность генератора, *ква*	1	2,5	20	100
Синхронный генератор	Вес генератора, *кг*	—	5,8	30	100
Газотурбинная установка	Вес установки, *кг*	—	—	52,5	—
Электромашинный преобразователь типа МА	Вес преобразователя, *кг*	20	35	—	—
Синхронный генератор	Удельный вес установки $G'_{гу}/P$, *ва/г*	—	2,3	1,5	1
Газотурбинная установка		—	—	2,6	—
Преобразователь		20	14	—	—
	Расход топлива на единицу энергии, *г/вт-ч*	—	~ 0,6	—	—

Таблица П5.2

Весовые и энергетические характеристики транспортных генераторных установок [48], [52]

Вид установки	Частота генератора, *гц*	Мощность генератора, *ква*	0,5	1	3,5—4	7—8	10—15
С электроприводом, типа АЛА, МГЛ, ВПЛ, ПС4	400	Вес установки, *кг*	—	—	170	385	250—930
С бензоприводом, типа АБ	50	Вес установки, *кг*	18	60	220	400	—
		Уд. расход топлива, *кг/квт-ч*	1,2	0,9	0,75	0,65	—
	400	Вес установки, *кг*	18	60	—	400	—
		Уд. расход топлива, *кг/квт-ч*	1,2	0,9	0,75	0,65	—
С электроприводом	400	Уд. вес установки, *г/ва*	—	—	49	55	25—19
С бензоприводом	50		36	60	55	50	—
	400		36	60	55	50	—
С бензоприводом	50,400	Уд. расход топлива, *г/вт-ч*	1,2	0,9	0,75	0,65	—

К определению присоединенной стоимости т. м. м. $Ц_{пр}$

Учет потерь энергии при эксплуатации трансформатора в мощном трансформаторостроении разные авторы производили по-разному. Теряемую энергию подсчитывали либо за все время службы трансформатора, либо за время амортизации 15 лет. В. А. Трапезников и Ю. С. Чечет [207] указали, что при таком подходе не учитывается фактор морального износа и, кроме того, оптимальное решение приводит к чрезмерным вложениям материалов, окупаемым незначительной экономией лишь через 15 лет или более. Они предложили потери энергии суммировать за пять лет эксплуатации, не приводя, однако, обоснований этой цифры.

Подход, совпадающий с современными положениями по экономическим расчетам, ввел И. М. Постников [163, 165], который предложил учитывать потери энергии за время, равное сроку окупаемости. Это позволяет правильно сопоставить затраты на изготовление и эксплуатацию трансформатора с точки зрения интересов народного хозяйства.

Здесь заметим, что независимо от того, в какой сфере используются т. м. м.— государственной или личной (бытовая аппаратура), анализ экономической эффективности необходимо вести с единых позиций, отражающих интересы народного хозяйства в целом. Поэтому во всех случаях надо применять единый подход — такой же, как для оборудования, являющегося общегосударственной собственностью.

В настоящее время анализ экономической эффективности можно вести с большей определенностью, чем прежде, так как координирующими научно-техническими органами СССР приняты положения, устанавливающие общую методику такого анализа для всех отраслей народного хозяйства [202, 138], и в частности для энергетики [149]. Конкретизация последних положений для расчета стоимости потерь у потребителя с учетом затрат на производство и передачу электроэнергии содержится в материалах [89]. Эти положения в качестве основного метода анализа экономической эффективности устанавливают метод расчетов с использованием нормированного срока окупаемости $T_{ок}$.

Величину $T_{ок}$ можно взять на основании указаний методик [202, 138]. В типовой методике [202], как и в работе [171], указывается, что на данном этапе развития народного хозяйства СССР следует переходить к уменьшенным срокам окупаемости. При установлении срока окупаемости в той или иной области согласно методике [202] надо учитывать темпы технического прогресса в этой области. Т. м. м. используются в областях техники, наиболее быстро прогрессирующих. Методика [138] рекомендует для машиностроения срок окупаемости $T_{ок}$ не более 3—5 лет. На основании сказанного примем для т. м. м. нижнюю границу $T_{ок} = 3$ года.

Величину $n_{ам}$ в формулах (5.103), (5.105) можно взять по нормативам Госплана СССР [148]. Для аналогичной нашему случаю аппаратуры $n_{ам} = 0{,}1 \div 0{,}15$.

Для определения времени T_1 в выражениях (5.104) надо знать характер потребителя. Характерными представителями рассматриваемой группы т. м. м. являются трансформаторы для телевизионных и радиоприемников, которые отнесем к первой характерной группе т. м. м. Эти приемники наиболее популярны и дли-

тельно используемы из бытовых приборов, причем их ежегодное производство составляет несколько миллионов штук и быстро растет, а общее количество эксплуатируемых приемников измеряется многими миллионами.

По данным специального исследования [216], для телевизоров и радиоприемников в среднем $T_1 = 1000$ *час*. Если представить себе, что каждый приемник работает в среднем 4 *час* в день, получим $T_1 = 1500$ *час*. Таким образом, 1000 *час* $< T_1 <$ 1500 *час*. Для т. м. м. промышленной аппаратуры, которые составляют вторую характерную группу, при двухсменной работе $T_1 \approx 4500$ *час*.

Стоимость потерь активной электроэнергии у потребителя, или расчетные затраты на один киловатт-час $ц_э$, фигурирующие в формулах (5.103) — (5.104), определяется в соответствии с указаниями [149]. Заметим, что использование тарифов на электроэнергию согласно этим указаниям (как и логическим соображениям) является неправомерным. Величину $ц_э$ определяют в расчете на новые тепловые станции и с учетом смежных капитальных вложений в добычу и транспорт топлива для электростанций.

По методике, составленной на основе положений [149] П. Г. Грудинским, санкционированной Государственным комитетом по науке и технике Совета Министров СССР [89] и принятой в настоящее время в практике технико-экономических расчетов, связанных с учетом потерь электроэнергии у потребителя, определяем

$$ц_э = \left[\tau_э (ц_{тт} p_н + c_т) + k_{макс} k_{рез} \frac{ц_{ст}}{T_1} (p_н + p_а) \right] \frac{1}{1 - 0{,}1 N_T} =$$

$$= \left[a_T + \frac{k_{макс}}{T_1} a_{ст} \right] \frac{1}{1 - 0{,}1 N_T}, \text{ коп/квт-ч}.$$

Здесь $ц_{ст}$ — удельные капитальные вложения в энергосистему на один дополнительный киловатт максимальной нагрузки на шинах станции ($83 \cdot 10^2$ *коп/квт*), $ц_{тт}$ — то же в топливную базу и транспорт топлива на одну тонну условного топлива; $c_т$ — себестоимость тонны топлива франко электростанция; $\tau_э$ — удельный расход условного топлива на один дополнительный киловатт-час с учетом изменения потерь энергии в сети энергосистемы; $p_н$ — нормативный коэффициент эффективности капитальных вложений в энергетике (0,125); $p_а$ — коэффициент, учитывающий амортизационные отчисления и расходы на оплату персонала энергосистемы (0,075); $k_{макс}$ — коэффициент участия потребителя в максимуме нагрузки системы; $k_{рез}$ — коэффициент резерва мощности в системе (1,1); T_1 — как выше, число часов потерь в год; N_T — число ступеней трансформации электроэнергии до потребителя; $a_т$ — топливная составляющая себестоимости потерь на шинах станции (0,24 *коп/квт-ч*). В скобках приведены значения величин, установленные методикой как типовые для средневзвешенных условий по СССР.

В итоге получим

$$ц_э = \left(0{,}24 + 1{,}28 \frac{\frac{k_{макс}}{T_1}}{1000} \right) \frac{1}{1 - 0{,}1 N_T}, \text{ коп/квт-ч}.$$

Для низковольтных потребителей, в том числе бытовых, рекомендуется $N_T = 3{,}5$.

Величина $k_{\text{макс}}$ зависит от характера потребителя. Для телевизионной и аналогичной нагрузок эта величина существенно меньше единицы, поскольку, если даже часы телевизионных передач попадают в зону абсолютного максимума энергосистемы (что бывает далеко не всегда, для многих систем по их данным $k_{\text{макс}} = 0$), то никогда все приемники не будут включены одновременно именно в моменты максимума. Это характерно и для большинства другой аппаратуры, использующей т. м. м. Малое влияние этой аппаратуры на максимум нагрузки энергосистем подтверждают данные [121, 136].

По результатам статистического обследования, проведенного в последние годы Академией коммунального хозяйства, Моспроектом, Мосэнерго и другими организациями в различных районах страны [216], для телевизоров и радиоприемников $k_{\text{макс}} = 0{,}3$. Это значение примем в качестве характерного для первой группы аппаратуры. Тогда получаем при $T_1 = 1500$ *час* $ц_э = 0{,}92$ *коп/квт-ч* $\approx$ ≈ 1 *коп/квт-ч*.

Стоимость одного ватта потерь $ц_р$ по выражениям (5.104), (5.105) составит $ц_р = 0{,}92 \cdot 1500 \cdot 3 \cdot 10^{-3} = 4{,}1$ *коп/вт*. При времени $T_1 \approx$ ≈ 1000 *час* находим $ц_р = 3{,}1$ *коп/вт*. В качестве типовой примем среднюю величину 3,6 *коп/вт*.

Для второй характерной группы — аппаратуры промышленного назначения — примем $k_{\text{макс}} = 0{,}6$. При $T_1 = 4500$ *час* это даст $ц_э = 0{,}74$ *коп/квт-ч*, $ц_р = 10$ *коп/вт*. Если величины $k_{\text{макс}}$ или T_1 существенно отличны от принятых, значения $ц_э$ и $ц_р$ станут иными. Их легко можно получить тем же способом для различных условий (в зависимости от T_1 при различных коэффициентах $k_{\text{макс}}$). Используя те или иные значения $ц_э$ и $ц_р$, можно провести анализ экономической эффективности т. м. м. излагаемым методом для любых условий, отличных от принятых за типовые.

Затраты, связанные с потреблением реактивной мощности, состоят из трех составляющих: затраты на сооружение и эксплуатацию компенсаторов реактивной мощности; затраты на покрытие активных потерь в этих компенсаторах; затраты на покрытие активных потерь в линиях, вызванных дополнительным полным током, передаваемым к потребителю от места установки компенсаторов. Эти затраты учитываем величиной $ц_{эг}$ (5.103), (5.104). Для т. м. м. реактивная мощность практически равна намагничивающей мощности $P_{0г}$. Поэтому при характерной для т. м. м. активной нагрузке

$$ц_{эг} P_{0г} = ц_{гк} P_{0г} + ц_э k_{ак} P_{0г} + \\ + ц_э k_{ал} \left[\sqrt{\left(P_2 + \sum p\right)^2 + P_{0г}^2} - \left(P_2 + \sum p\right)\right],$$

где $ц_{гк}$, $k_{ак}$, $k_{ал}$ — соответствующие коэффициенты.

Отсюда, используя выражения (5.10) и (5.20) и замечая, что $\sqrt{(1 + k_{пот})^2 + i_0^2} - (1 + k_{пот}) \approx \sqrt{1 + i_0^2} - 1$, получаем

$$ц_{эг} = ц_{гк} + ц_э k_{ак} + ц_э k_{ал} \frac{\sqrt{1 + i_{0г}^2} - 1}{i_{0г}}, \text{ коп/квар-ч.}$$

По методике [89] при расчетах ориентируются на компенсаторы в виде статических конденсаторов, удельная стоимость которых $ц'_{гк} = 5 \cdot 10^2$ *коп/квар* и для которых

$$ц_{гк} = \frac{k_{макс}}{T_1} ц'_{гк} (p_н + p_а) = \frac{k_{макс}}{T_1} \cdot 5 \cdot 10^2 \times$$

$$\times (0{,}125 + 0{,}1) = 1{,}12 \cdot 10^2 \frac{k_{макс}}{T_1}, \; коп/квар,$$

причем коэффициент активных потерь $k_{ак} = 0{,}004$.

Доля потерь в линиях принимается в 5—10% от передаваемой мощности, в среднем $k_{ал} = 0{,}08$. Отсюда с учетом условия (5.13)

$$ц_{эг} = 112 \frac{k_{макс}}{T_1} + \left(0{,}04 + 0{,}08 \frac{\sqrt{1 + i_0^2} - 1}{i_0}\right) ц_э, \; коп/квар\text{-}ч.$$

По данному выражению в зависимости от величины i_0 определяем величины $ц_{эг}$ и по (5.104) — $ц_г$ при значениях T_1 и $k_{макс}$, указанных выше. Например, при $i_0 = 0{,}5$ для первой характерной группы $ц_{эг} = 0{,}044$ *коп/квар-час* и $ц_г = 0{,}2$ *коп/вар*; для второй характерной группы $ц_{эг} = 0{,}3$ *коп/квар-ч*, $ц_г = 0{,}4$ *коп/вар*.

В заключение приведем совместно полученные типовые величины, которые используются в дальнейшем помимо этих значений $ц_г$: $T_{ок} = 3$ года, $n_{ам} = 0{,}1$; стоимость потерь для первой характерной группы $ц_р = 3{,}6$ *коп/вт*, $T_1 = 1200 \div 1500$ *час*, $k_{макс} = 0{,}3$; для второй группы $ц_р = 10$ *коп/вт*, $T_1 = 4500$ *час*, $k_{макс} = 0{,}6$. Заметим, что ко второй характерной группе можно отнести и т. м. м. при малых $ц_э$, T_1, $k_{макс}$, но, скажем, при увеличенном сроке окупаемости $T_{ок}$. Итоговой характеристикой групп являются не промежуточные параметры $ц_э$, T_1, $k_{макс}$, $T_{ок}$, а конечные величины $ц_р$ при любых сочетаниях этих параметров.

ПРИЛОЖЕНИЕ 3

Данные об унифицированных рядах сердечников

Таблица П6.1

Малогабаритные броневые шихтованные сердечники ША, ШБ, ШВ по НО.666.001

Тип	№ п/п	Типоразмер $a \times b$, *мм*	Основные размеры и вес						№ п/п	Типоразмер $a \times b$, *мм*	Основные размеры и вес					
			c, *мм*	h, *мм*	l_c, *см*	s_c, *см*²	$s_{ок}$, *см*²	G_c, *г*			c, *мм*	h, *мм*	l_c, *см*	s_c, *см*²	$s_{ок}$, *см*²	G_c, *г*
ША и ШБ	1 2	2×2,5 2×4	2	5	1,7	0,05 0,08	0,01	0,6 1	11 12	5×6,3 5×10	5	12,5	4,3	0,32 0,50	0,61	9 14
	3 4	2,5×3,2 2,5×5	2,5	6,3	2,1	0,08 0,13	0,16	1,2 1,9	13 14	6×8 6×12,5	6	15	5,1	0,48 0,75	0,9	16 25
	5 6	3×4 3×6,3	3	7,5	2,6	0,12 0,19	0,23	2,2 3,5	15 16	8×10 8×16	8	20	6,9	0,80 1,25	1,6	33 53
	7 8 9 10	4×4 4×5 4×6 4×8	4	10	3,4	0,16 0,20 0,24 0,32	0,40	4 5 6 8	17 18 19	10×12,5 10×16 10×20	10	25	8,6	1,25 1,6 2,0	2,5	64 82 100
ШВ	1 2	2×2,5 2×4	2,5	6,5	2,2	0,05 0,08	0,16	0,8 1,2	4	3×6,3	3,5	8	2,9	0,19	0,3	4
	3	3×4	3,5	8	2,9	0,12	0,28	2,5	5 6	4×4 4×8	5	10	3,8	0,16 0,32	0,5	4 8

Примечания: 1. Размеры даны по рис. 5.6.
2. Вес G_c подсчитан при $k_c = 0,9$.

Таблица П6.2

Малогабаритные стержневые шихтованные сердечники ПА, ПБ по НО.666.001 *

Тип ПА

№ п/п	Типоразмер $a \times b$, мм	Основные размеры и вес: c, мм	h, мм	l_c, см	s_c, см²	$s_{ок}$, см²	G_c, г
1 2	1,5×1,5 1,5×3	3	4,5	2	0,023 0,045	0,13	0,3 0,7
3	2×4	4	6	2,6	0,08	0,24	1,6
4 5	3×3 3×6	6	9	4	0,09 0,18	0,54	2,6 5,2
6 7	5×5 5×10	10	15	6,6	0,25 0,50	1,50	12 24
8 9	6×6 6×12	12	18	7,9	0,36 0,72	2,16	21 41

Тип ПБ

№ п/п	Типоразмер $a \times b$, мм	Основные размеры и вес: c, мм	h, мм	l_c, см	s_c, см²	$s_{ок}$, см²	G_c, г
10 11	2×2 2×4	4	8	3	0,04 0,08	0,3	0,7 1,3
12 13	3×3 3×6	6	12	4,5	0,09 0,18	0,7	2,2 4,5
14 15	4×4 4×8	8	16	6,0	0,16 0,32	1,3	5,5 11
16 17	6×6 6×12	12	24	9,0	0,36 0,72	2,9	15 30

* См. примечания к табл. П6.1.

Таблица П6.3

Стержневые ленточные сердечники ПЛВ для высоковольтных т. м. м. по НПО.666.001 *

№ п/п	Типоразмер $a \times b \times h$, *мм*	Основные размеры и вес					№ п/п	Типоразмер $a \times b \times h$, *мм*	Основные размеры и вес				
		c, *мм*	l_c, *см*	s_c, *см*^{2}	$s_{ок}$, *см*^{2}	G_c, *кг*			c, *мм*	l_c, *см*	s_c, *см*^{2}	$s_{ок}$, *см*^{2}	G_c, *кг*
1	$20 \times 40 \times 50$		24		20	1,4	11	$32 \times 64 \times 80$		39		51	5,5
2	$20 \times 40 \times 60$		26		24	1,5	12	$32 \times 64 \times 100$		43		64	6,1
3	$20 \times 40 \times 70$	40	28	8	28	1,6	13	$32 \times 64 \times 120$	64	47	20,5	77	6,6
4	$20 \times 40 \times 80$		30		32	1,7	14	$32 \times 64 \times 140$		51		90	7,2
5	$20 \times 40 \times 90$		32		36	1,8	15	$32 \times 64 \times 160$		55		100	7,8
6	$25 \times 50 \times 60$		30		30	2,6	16	$40 \times 80 \times 100$		49		80	11
7	$25 \times 50 \times 75$		33		38	2,9	17	$40 \times 80 \times 120$		53		95	12
8	$25 \times 50 \times 90$	50	36	12,5	45	3,1	18	$40 \times 80 \times 140$	80	57	32	110	13
9	$25 \times 50 \times 105$		39		53	3,4	19	$40 \times 80 \times 160$		61		130	14
10	$25 \times 50 \times 120$		42		60	3,7	20	$40 \times 80 \times 180$		65		145	15

* См. примечания к табл. П6.1

Таблица П6.4

Тороидальные ферритовые сердечники типа К по НО.777.004

$d = c$, *мм*	b, *мм*, при D/d				$d = c$, *мм*	b, *мм*, при D/d		
	1,4	1,6	2	2,5		1,4	1,6	2
0,6	—	0,3	0,4	—	10	4	3	5
1	0,4	0,3	0,5	0,8	12	5	4	6
1,6	0,6	0,5	0,8	1,2	16	6	6	8
2	0,8	0,8	1	1,5	20	—	6	5
2,5	1	0,8	1,2	1,8	25	—	7,5	6
3	1,2	1	1,6	2,2	28	—	8	—
4	1,5	1,5	2	3	32	—	6	—
5	2	1,5	2,5	3,6	40	—	6	—
6	2,5	2	3	4,5	50	—	7,5	—
8	3	3	4	—	60	—	10	—

Примечания: 1. Размеры даны по рис. 5.6.
2. При каждом диаметре есть второе значение b, в 1,5 раза больше приведенного.

Таблица П6.5

Броневые ферритовые сердечники типа Ш по НО.777.005

Размеры, *мм*	a	2,5	3	4	5	6	7	8	10	12	16	20
	b	2,5	3	4	5	6	7	8	10	15	20	28
	c	2	2,5	3,2	4	5	6	7,5	8	9	11	12
	h	6,5	8	10,4	13	16	19	23	26	30	38	44
$V_с$, *см*^{3}		0,16	0,3	0,7	1,3	2,2	3,9	5,1	8,4	17	41	83

Примечание. Размеры даны по рис. 5.6.

Таблица П6.6

Чашечные ферритовые сердечники по НО.777.002

Обозначение		66	69	611	614	618	622	626	630	636	648
Размеры, *мм*	*D*	6,5	9	11	14	18	22	26	30	36	48
	d	2,7	3,5	3,7	6	7,4	9.2	11,3	12,3	16	20
	d_0	1,1	1,9	1,9	3,1	3,1	4,5	5,5	5,5	5,5	7,5
	h	4	4	4,4	5,8	7,4	9,4	11,2	13,2	14,8	20,8
	H	5,6	5,6	6,4	8,4	10,6	13,6	16,4	19	22	31.4
V_c, *см*³		0,07	0,11	0,15	0,5	1	2	3,6	5,3	11	24

Примечание. *H* — полная высота, *h* — высота окна (все — для двух «чашек» в сборе), *D* — внешний диаметр; *d* и d_0 — наружный и внутренний диаметры керна.

Таблица П6.7

Мощность т. м. м., проектируемых на унифицированных сердечниках

Ряд		Диапазон мощностей т. м. м., *ва*	
		$f = 50$ *гц*	$f = 400$ *гц*
Шихтованные сердечники	Ш	$< 1—1000$	10—2500
	Ш с уменьшенной высотой *h*	$< 1—300$	3—750
	УШ	$< 1—400$	—
Ленточные сердечники	ШЛ	$< 1—1100$	3—2700
	ПЛ	$< 1—2600$	4—7600
	ОЛ	$< 1—720$	$< 1—2200$
	ТЛ	$< 1—1000$	15—3100
	ШЛМ	$< 1—120$	—
	ПЛМ	60—500	—
	ШЛР	0,5—70	—
	ПЛР	1—520	—

Примечание. Значения мощностей ориентировочные и даны для типовых условий: сталь холоднокатаная Э3..., $\tau_М = 50$ *град* или $u = 0,1$, трансформаторы четырех-пятиобмоточные, низковольтные, в сухом открытом исполнении при естественном охлаждении.

Таблица П6.8

Рекомендации по выбору унифицированных рядов сердечников

Вид т. м. м.	Требование проектирования	Частота	Рекомендуемый ряд
Высоковольтные	Любое	Любая	ПЛВ, ПЛ, ШЛ, ОЛ, ТЛ, Ш
Низковольтные	Наименьшая стоимость	50 *гц*	ПЛМ, ПЛР, ШЛМ, ШЛР, ПЛ, ШЛ, ТЛ, УШ, Ш *, Ш
Низковольтные	Наименьшая стоимость	Повышенная	ШЛ, ПЛ, ПЛМ, ШЛМ, ОЛ, ТЛ
Низковольтные	Наименьший вес	50 *гц*	ПЛМ, ШЛМ, ПЛ, ШЛ, ОЛ, ТЛ, Ш
Низковольтные	Наименьший вес	Повышенная	ШЛ, ПЛ, ОЛ, ТЛ

Примечания: 1. При использовании рядов сердечников Ш, УШ, ШЛ, ШЛМ, ПЛ, ПЛР, ОЛ, ТЛ целесообразно применять метод неполного (оптимального) заполнения окна по рекомендациям § 12.4, 12.5.

2. О предпочтительности рядов см. § 11.11, 11.12, 14.3, 14.6.

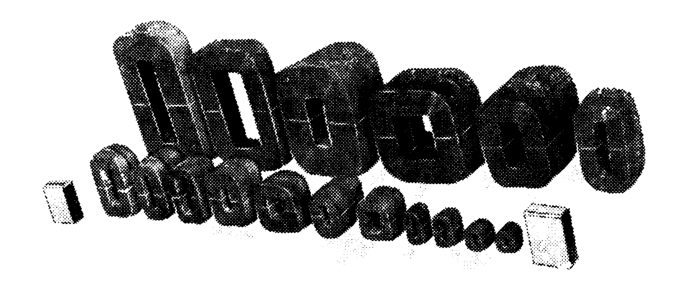
3. Звездочкой отмечен ряд сердечников с уменьшенной высотой окна.

ПРИЛОЖЕНИЕ 4

Методика тепловых испытаний т. м. м.

Опишем опытные образцы и методику эксперимента. Опыты проводились с т. м. м. на ленточных сердечниках. Опытную партию составляли около 60 образцов разных типов т. м. м.— БТ, СТ, ТТ, 1СТ, 3Т. Наиболее подробно обследовались БТ, СТ и ТТ. Для каждого типа взяты три «возрастные» группы образцов: малых, средних и больших трансформаторов, заключавших в себе диапазон мощностей примерно 1 : 250. Характерная для трансформаторов величина $s_c s_{ок}$ составила у опытных образцов от 1,2 до 625 *см*^{4}, базисный размер a — от 1 до 5 *см*.

В каждой группе трансформаторов были представлены образцы самой различной геометрии, включая практически нереальные,



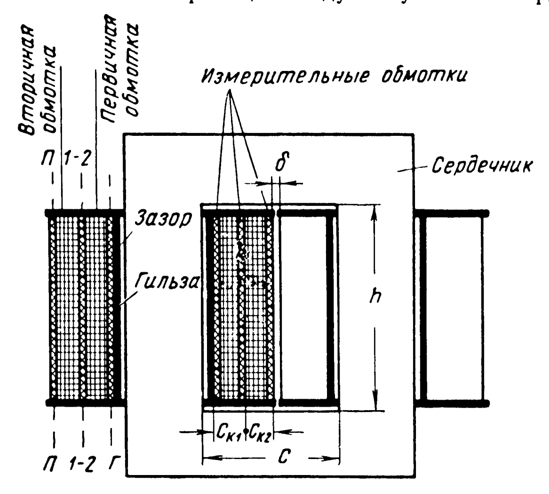
П7.1. Ряд экспериментальных сердечников.

причем для образцов разной геометрии соблюдалось условие примерной эквивалентности по условной мощности, пропорциональной произведению $s_c s_{ок}$, т. е. условие $s_c s_{ок} \approx \text{const}$. Это условие соблюдалось в пределах каждой «возрастной» группы не только для данного из различных типов т. м. м., но и между ними. Геометрия образцов широко варьировалась в соответствии со следующими значениями параметров: x — от 0,5 до 3,5, y — от 0,8 до 2, z — от 1 до 3,3, при разных сочетаниях этих параметров. Некоторые сердечники, использовавшиеся в опытных образцах, приведены для наглядности на рис. П7.1.

Катушки образцов выполнялись как типовые в соответствии с данными § 5.3. В частности, по обычным нормам для четырех-пяти-

обмоточных трансформаторов выбрана межобмоточная изоляция (бумага К12), хотя электрически трансформаторы выполнены как двухобмоточные. Изоляция разбивалась по катушке, как в реальных трансформаторах. Катушки — гильзовые, намотка — проводом ПЭВ-2, гильзы — как в унифицированных трансформаторах. Катушки пропитаны (для выявления отдельных обстоятельств проводились опыты и с непропитанными образцами, особенно у ТТ).

Перегрев у каждого трансформатора измерялся в нескольких характерных зонах: на границе между катушкой и сердечником



П7.2. Эскиз опытного образца для тепловых испытаний.

(гильза) $\tau_г$, на границе между первичной и вторичной обмоткой τ_{12}, на поверхности катушки $\tau_п$ (среднеповерхностный), а также в целом первичной τ_1 и вторичной τ_2 обмоток (среднеобъемный). Перегрев, фиксируемый расчетной формулой, обозначаем τ. Схема типового образца представлена на рис. П7.2 на примере СТ.

Измерение перегревов проводилось методом сопротивления, причем для определения величин $\tau_г$, τ_{12}, $\tau_п$ в соответствующих разрезах катушки закладывались однослойные бифилярно намотанные измерительные обмоточки из очень тонкого провода, имеющие большое сопротивление (предложено В. К. Иконниковым и Ю. А. Савиновским). Измерения сопротивления могут проводиться без отключения трансформатора, что позволяет фиксировать наступление установившегося теплового режима. Режимы нагрева проводились при свободной подвеске образцов в воздухе. Специальные опыты ставились с использованием теплопроводящего или изолирующего шасси.

Учитывая принципиальную важность для тепловых режимов соотношения потерь в сердечнике и катушках ν, они проводились для каждого образца при нескольких (четырех-восьми) значениях ν

от ∞ (холостой ход) до 0 (короткое замыкание), включая точки $\nu = \infty$, $\nu = 0$, $\nu \approx 1$, $0 < \nu < 1$, $1 < \nu < \infty$. Чтобы исключить влияние на перегрев изменений коэффициента теплоотдачи, а также максимально приблизиться к реальным условиям работы т. м. м., все испытания проводились при условии $\tau \approx \text{const}$, обычно $\tau \approx \approx 50$ *град*. Для 3Т в расчет брались перегревы средней катушки как определяющие.

Принимался также ряд других мер, что в совокупности гарантирует максимальную точность тепловых испытаний т. м. м. при весьма широкой постановке эксперимента.

ПРИЛОЖЕНИЕ 5

О роли соотношения k_{12}

Рассмотрим влияние коэффициентов $k_{\text{ок}1}$, $k_{\text{ок}2}$ и их соотношения k_{12} на выбор оптимального соотношения плотностей тока ε_0, исследованного в § 8.4. Эти величины по (5.53), (5.55), естественно, зависят от сечений окна s_1 и s_2, которые определяются выражениями (5.68), зависящими от параметра ε. Так, при уменьшении ε величина $k_{\text{ок}2}$ растет, $k_{\text{ок}1}$ — падает. Исследуем, в какой мере эти зависимости могут сказаться на результатах анализа, полученных в § 8.4 при условии $k_{12} = 1$, $k_{\text{ок}2} = \text{const}$. Используя выражения типа (5.55) раздельно для $k_{\text{ок}1}$, $k_{\text{ок}2}$, а также выражения (5.68) и (5.72), находим при $c_\Delta = 1$

$$k_{\text{ок}\,2} = k_{02}\left(1 - \frac{\Delta h}{h}\right)\left[1 - \frac{\Delta c_{2\delta}}{c_\text{к}}\,(1 + k_{21}\varepsilon i_1)\right],$$

$$k_{12} = \frac{k_{\text{ок}\,1}}{k_{\text{ок}\,2}} = \frac{k_{01}}{k_{02}}\,\frac{k_{12}}{\varepsilon i_1}\,\frac{\dfrac{k_{21}\varepsilon i_1}{1 + k_{21}\varepsilon i_1} - \dfrac{\Delta c_1}{c_\text{к}}}{\dfrac{1}{1 + k_{21}\varepsilon i_1} - \dfrac{\Delta c_{2\delta}}{c_\text{к}}},$$

где Δc_1, Δc_2 берутся раздельно по обмоткам, как указано в § 5.3 («Тонкая структура т. м. м.»); $\Delta c_{2\delta} = \Delta c_2 + (\delta_\text{т}/n_\Delta)$.

Решая это уравнение относительно k_{12}, получаем

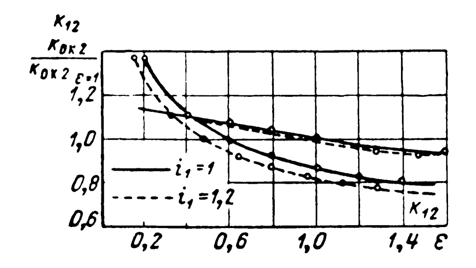
$$k_{12} = \frac{\dfrac{k_{01}}{k_{02}}\left(1 - \dfrac{\Delta c_1}{c_\text{к}}\right) + \varepsilon i_1\,\dfrac{\Delta c_{2\delta}}{c_\text{к}}}{1 + \dfrac{k_{01}}{k_{02}}\,\dfrac{1}{\varepsilon i_1}\,\dfrac{\Delta c_1}{c_\text{к}} - \dfrac{\Delta c_{2\delta}}{c_\text{к}}}. \qquad (\text{П8.1})$$

Для $k_{\text{ок}\,2}$, подставляя $k_{21} = 1/k_{12}$, получаем

$$k_{\text{ок}\,2} = k_{02}\left(1 - \frac{\Delta h}{h}\right)\left[1 - \frac{\Delta c_{2\delta}}{c_\text{к}}\left(1 + \varepsilon i_1 \times \right.\right.$$

$$\left.\left.\times\,\frac{1 + \dfrac{k_{01}}{k_{02}}\,\dfrac{1}{\varepsilon i_1}\,\dfrac{\Delta c_1}{c_\text{к}} - \dfrac{\Delta c_{2\delta}}{c_\text{к}}}{\dfrac{k_{01}}{k_{02}}\left(1 - \dfrac{\Delta c_1}{c_\text{к}}\right) + \varepsilon i_1\,\dfrac{\Delta c_{2\delta}}{c_\text{к}}}\right)\right]. \qquad (\text{П8.2})$$

Конкретные вычисления можно провести для типовых условий (5.56), оговоренных в § 5.3. Возьмем, например, в качестве характерного образца широко распространенный БТ типоразмера Ш16. Типовые величины составляют: $c_к = c - \delta_т = 1,53$ *см*, $\Delta c_1 \approx 0,12$ *см*, $\Delta c_{2\delta} \approx 0,22$ *см*. Рассчитывая зависимости $k_{ок2}$ и k_{12}



П8.1. О влиянии соотношения плотностей тока внутренней и наружной обмоток на их коэффициенты заполнения.

от ε, величину $k_{ок2}$ можно представить в относительных единицах $k_{ок2}/k_{ок2(\varepsilon=1)}$, где $k_{ок2(\varepsilon=1)}$ — значение $k_{ок2}$ при $\varepsilon = 1$. Эти зависимости построены на рис. П8.1 при различных токах i_1. Из рисунка видно, что в зоне оптимальных ε величина k_{12} близка к 1, что позволяет не вводить в общий анализ выражение (П8.1).

Сравним также кривые u (ε) по выражению (8.44), рассчитанные в двух вариантах. В первом варианте расчет ведем с приближениями, т. е. полагаем $P = \text{const}$ и функции $\Phi_{к1}$, $\Phi_{к2}$ определяем по (8.32) при $k_{12} = k_{21} = 1$, $k_{ок2} = \text{const}$. Во втором — проводим точный расчет, т. е. полагаем $P_2 = \text{const}$ и функции $\Phi_{к1}$, $\Phi_{к2}$ определяем при переменных величинах k_{21} и $k_{ок2}$, используя выражения (П8.1), (П8.2).

При $P_2 = \text{const}$ мощность P определим из уравнения (8.7): $P = P_2 + p_{к2}$. Решая его совместно с уравнениями (8.32), находим, опуская величину $(p_{к2}/P_2)^2$, так как

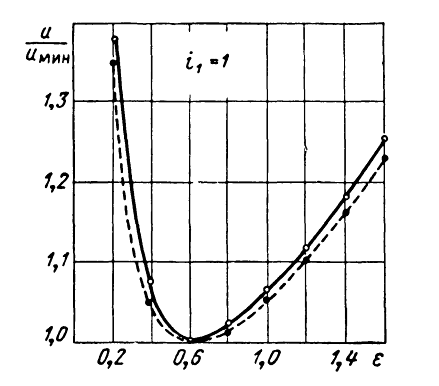
$$(p_{к2}/P_2)^2 \ll 1,$$

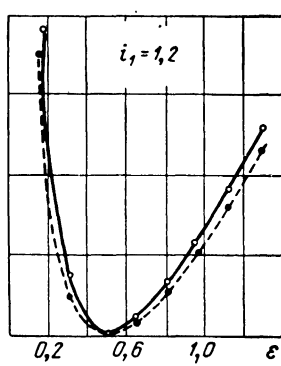
$$\left.\begin{aligned} P &= \frac{P_2}{\sqrt{1-2\Phi_{к2}P_2}} \approx \frac{P_2}{1-\Phi_{к2}P_2}, \\ P_2 &= P\left[\sqrt{1+\Phi_{к2}^2P_2^2}-\Phi_{к2}P\right] \approx \frac{P}{1+\Phi_{к2}P}, \end{aligned}\right\} \qquad (\text{П8.3})$$

$$p_{к2} = \Phi_{к2}\frac{P_2^2}{1-2\Phi_{к2}P_2}, \quad p_{к1} = \Phi_{к1}\frac{P_2^2}{1-2\Phi_{к2}P_2}.$$

Здесь функции $\Phi_{к1}$, $\Phi_{к2}$ берем из выражений (8.32). Полученные результаты представлены в виде кривых $\frac{u}{u_{min}}$ (ε) на рис. П8.2 при разных токах i_1, как и на рис. 8.7. Условия расчета прежние, для определенности принято также $P_2 = 15$ *вт*, $y = 1$, $\Delta h = 0,4$ *см*.

Из последнего рисунка видно, что учет функциональной зависимости величин k_{12} (k_{21}), $k_{ок2}$ и P от ε практически не сказывается на результатах анализа. Оптимальные значения $\varepsilon = \varepsilon_0$ не меняются, а возрастание u при удалении от ε_0 несколько заметнее. Однако





П8.2. К учету раздельных коэффициентов заполнения окна по внутренней и наружной обмоткам.

——— с учетом, — — — без учета.

этой разницей вполне допустимо пренебречь. Полученные результаты можно объяснить противоположным влиянием на конечный результат изменений k_{21}, с одной стороны, и величин $k_{ок2}$ и P — с другой.

При изменении абсолютных размеров т. м. м., геометрии, отношения $k_{ок}/k_{ок2}$ выводы не меняются. Аналогичное рассмотрение отношения $p_к/p_{к\,min}$ привело принципиально к тем же результатам. Изложенное подтверждает правомерность допущений, принятых по ходу анализа в § 5.4.

ПРИЛОЖЕНИЕ 6

Постоянные, задаваемые при программировании задач на ЦВМ

1. Величины, одинаковые для всех вариантов

γ_c	α_ρ	λ	ψ_i, k_μ, ν	B_s	Δh, Δc, $\delta = \delta_т$	$ц_к$, $ц_р$, $ц_г$	$g_{гу}$, $g_т$
7,65	0,004	$2{,}8 \cdot 10^{-3}$	По (8.11), (5.23)	1,6	По (5.56), (5.65)	По (5.91), (5.106)	По (5.100)

2. Величины, зависящие от вида обмоток и типа т. м. м.

Вид т. м. м.		$k_0\gamma_к$	k_0/ρ_{20}	ρ_{20}	α_0', $m_т$
С медными обмотками	ТОС *	3,7	24	0,0175	ТОС*—по(7.42)
	ТТ	3,4	22		
С фольговыми алюминиевыми обмотками	ТОС *	1,85	24	0,028	ТТ—по (7.15)
	ТТ	1,7	22		

* БТ, СТ, ЗТ, 1СТ.

3. Величины, зависящие от частоты f

f, *гц*	k_c	p_1'	$ц_к/ц_с$
50	0,93	1,1	2, 4, 8
400	0,90	11	1, 2, 4

4. Величины, зависящие от температурных условий. Обычные условия: $\sigma_2 = 4$. При высоких $\tau_м$ или $t_с$ значения α' и p'_1 табулированы:

Величина		При $t_с = 20°$ C и τ, *град*					При $\tau = 50$ *град* и $t_с$, °C				
		20	50	100	200	500	0	20	70	200	400
$\alpha' \cdot 10^3$		1,19	1,45	1,72	2,06	3,54	1,39	1,45	1,73	2,85	7,9
p'_1 при f, *гц*	50	1,14	1,1	1,0	0,85	0,6	1,11	1,1	1,05	0,8	0,65
	400	11,4	11	10	9	7,2	11,2	11	10,6	8,5	7,6

Примечание. α', *вт/см*^{2}·*град*, — величина для случая $m_т = 1$, $h_к = 5$ *см*.

Размеры и справочные величины для всех унифицированных рядов сердечников, необходимые при расчете силовых т. м. м., а также дополнительные данные для выбора сердечников и электрического расчета т. м. м. Данные об унифицированных т. м. м.

Таблица П14.1

Броневые сердечники для т. м. м. наименьшего веса: шихтованные Ш по НО.666.000 и ленточные ШЛ по НПО.666.001

№	Типоразмер $a \times b$	Размеры и справочные величины для расчета												
		c, *мм*	h, *мм*	l_c, *см*	s_c, *см²*	$s_{ок}$, *см²*	$П_к$, *см²*	$V_к$, *см³* ПЗ	$V_к$, *см³* НЗ	$G_к$, *г, кг* ПЗ	$G_к$, *г, кг* НЗ	G_c, *г, кг*	$k_{ок}$	$10^3 \alpha_{0h}$
1	6×6,5	6	15	5	0,4	0,9	10	4	—	4,3	—	13	0,12	1,2
2	6×8				0,5			4,2	—	4,6	—	16		
3	6×10				0,6			4,6	—	5,0	—	20		
4	6×12,5				0,75			5		5,5	—	25		
5	8×8	8	20	7	0,65	1,6	18	9	—	15	—	30	0,18	1,1
6	8×10				0,8			10	6	16	9	36		
7	8×12,5				1			11	—	17	—	45		
8	8×16				1,3			12	—	19	—	57		
9	9×9 *	9	22,5	8	0,8	2	23	13	—	24	—	45	0,2	1,1
10	9×12 *				1,1			14	—	26	—	60		

11	10×10	10	25	9	1	2,5	28	18	—	35	—	57	0,22	1,1
12	10×12,5				1,25			19	11	38	21	70		
13	10×16				1,6			21	12	41	24	90		
14	10×20				2			23	—	45	—	112		
15	12×10 *				1,2			29	—	65	—	90		
16	12×12,5	12	30	10	1,5	3,6	40	31	16	70	35	100	0,25	1,05
17	12×16				1,9			34	19	75	40	130		
18	12×20				2,4			37	22	80	45	165		
19	12×25				3			40	—	90	—	205		
20	12×32 *				3,8			45	—	100	—	290		
21	16×10 *				1,6			66	—	170	—	160		
22	16×12 *				1,9			68	—	175	—	190		
23	16×16	16	40	14	2,6	6,4	70	73	23/38	190	60/95	240	0,28	1,0
24	16×20				3,2			78	44	200	115	300		
25	16×25				4			85	49	220	125	370		
26	16×32				5,1			94	57	240	145	470		
27	16×40 *				6,4			104	69	260	175	620		
28	20×12 *				2,4			127	—	0,35	—	0,30		
29	20×16 *				3,2			135	—	0,37	—	0,39		

Продолжение табл. П14.1

№	Типоразмер $a \times b$	Размеры и справочные величины для расчета												
		c, *мм*	h, *мм*	l_c, *см*	s_c, *см*²	$s_{ок}$, *см*²	$П_к$, *см*²	$V_к$, *см*³		$G_к$, *кг*		G_c, *кг*	$k_{ок}$	$10^3 \alpha_{0h}$
								ПЗ	НЗ	ПЗ	НЗ			
30	20×20	20	50	17	4	10	110	145	45/75	0,39	0,12/0,21	0,46	0,3	0,95
31	20×25				5			155	85	0,40	0,24	0,58		
32	20×32				6,4			165	100	0,46	0,26	0,74		
33	20×40				8			185	110	0,50	0,31	0,92		
34	20×50 *				10			205	135	0,56	0,37	1,20		
35	25×16 *				4			250	—	0,73	—	0,6		
36	25×20 *				5			265	—	0,77	—	0,75		
37	25×25	25	62,5	21	6,3	16	175	280	90/150	0,81	0,26/0,42	0,9	0,32	0,9
38	25×32				8			300	170	0,87	0,49	1,2		
39	25×40				10			325	190	0,95	0,55	1,5		
40	25×50				12,5			360	220	1,04	0,64	1,8		
41	25×64 *				16			400	260	1,16	0,76	2,4		

42	32×20 *				6,4			525	—	1,6	—	1,2		
43	32×25 *				8			550	—	1,7	—	1,6		
44	32×32				10,2			585	185/300	1,8	0,7/0,9	1,9		
45	32×40	32	80	27	12,8	26	285	625	350	1,9	1,1	2,4	0,34	0,9
46	32×50				16			680	390	2,1	1,2	3,0		
47	32×64				20,4			750	460	2,3	1,4	3,8		
48	32×80 *				26			830	550	2,5	1,7	4,9		
49	40×25 *				10			1050	—	3,3	—	2,4		
50	40×32 *				12,8			1100	—	3,4	—	3,1		
51	40×40				16			1150	350/600	3,6	1,2/1,9	3,7		
52	40×50	40	100	34	20	40	445	1250	700	3,9	2,2	4,7	0,35	0,85
53	40×64				26			1350	770	4,2	2,5	6,0		
54	40×80				32			1450	900	4,6	2,8	7,5		
55	40×100 *				40			1600	1050	5,1	3,4	9,6		

Параметры, одинаковые для всех групп ряда (даны в порядке расположения сердечников в группе)

Сердечник	β	$\varepsilon=\varepsilon_0$ $(\varepsilon_0 i_1)$	$V_с/V_к$	для ТЕР	
				ν_0	$Б_0$
Первый *	0,8	0,6	0,3	1,7	2,1
Второй *	0,9	0,6	0,4	1,7	2,2
Третий	1,0	0,6	0,5	1,8	2,3
Четвертый	1,1	0,7	0,5	1,9	2,5
Пятый	1,3	0,7	0,6	2,0	2,7
Шестой	1,6	0,7	0,7	2,1	3,0
Седьмой *	1,8	0,7	0,8	2,2	3,3

Примечания: 1. Основные размеры даны по рис. 5.6.

2. Значения $k_{ок}$ даны для низковольтных т. м. м. с несколькими пропитанными обмотками из эмальпроводов. Для других случаев см. § 14.3 и табл. 14.2.

3. Значения α_{0h}, *вт/см²·град*, даны для тех же условий при $\tau=50$ *град*, $t_с=20°$ С, номинальном давлении и без учета контакта с шасси. Для других случаев см. § 14.3 и табл. **14.2.**

4. Вес $G_к$ подсчитан для медного провода; при алюминиевом проводе $G_к$ меньше в 3,3 раза, алюминиевой фольге — примерно в 2 раза, медной фольге — больше в 1,5 раза.

5. Обозначено: ПЗ — вариант предельно полного заполнения окна ($c_\Delta=1$), НЗ — неполного *оптимального* заполнения **при** $c_\Delta=c_{\Delta 0}$ ($c_{\Delta 0}\approx 0{,}7$, для ТТ — до 0,4, см. гл. 12). Значения $k_{ок}$ даны для ПЗ ($k_{ок}=k_{ок}(c_\Delta=1)$). При *любом* неполном заполнении $k_{ок}=c_\Delta k_{ок}(c_\Delta=1)$ (в том числе при *оптимальном*, когда $c_\Delta=c_{\Delta 0}$). В графе $V_к$ (НЗ) фактически дана величина $c_{\Delta 0}V_к$.

6. Вес $G_с$ подсчитан при $k_с=0{,}9$. Если вес $G_с$ в пределах данной группы ряда достигает 1 *кг*, то, начиная с этой группы и далее, значения $G_с$ и $G_к$ приводятся в килограммах.

7. Данный ряд при частоте 50 *гц* рекомендуется применять с использованием метода неполного заполнения окна (ТНЗО).

8. Типоразмеры, помеченные звездочкой *, содержатся только у сердечников Ш. Эти типоразмеры применять не рекомендуется.

9. Вес $G_с$ дан для сердечников ШЛ, для Ш он больше на 5—3%.

10. Две цифры в некоторых графах НЗ соответствуют переходам к данному сердечнику от предыдущего сердечника и через один.

11. В ряд ШЛ дополнительно введены типоразмеры 6×16, 6×20 и две группы: ШЛ4 ($a=c=4$, $h=10$ *мм*) и ШЛ5 ($a=c=5$, $h=12{,}5$ *мм*) — с размерами b 5; 6,5; 8; 10; 12,5 и 16 *мм*

12. Группы ШЛ32 и ШЛ40—ограниченного применения.

13. Помимо ряда ШЛ для применения при частоте 1000 *гц* и выше предложен также дополнительный ряд ШЛО (§ 6.3) с размерами a от 4 до 16 *мм* и увеличенными шириной окна ($c\approx 1{,}5\,a$) и высотой ($h\approx 3\div 4\,a$). Этот ряд рекомендуется применять лишь в специально обоснованных случаях.

Таблица П14.1а

К расчету БТ на сердечниках ШЛ по табл. П14.1

Типоразмер		Габаритный критерий $Cr_т$ для условий			$P_т$, B, j_2 при типовых условиях								$G = G_c + G_к$, *г*	
					$f = 50$ *гц*, $u = 0,1$ или $\tau_м = 50$ *град*					$f = 400$ *гц*, $\tau_м = 50$ *град*				
ПЗ	НЗ	Задано u	Задано $\tau_м$		$\tau_м$ или u	$P_т$, *ва*	B, *тл*	j_2, *а/мм²*		$P_т$, *ва*	B, *тл*	j_2, *а/мм²*	ПЗ	НЗ
			ТВР	ТЕР				ПЗ	НЗ					
6×6,5	—	0,08	0,17	0,08	$u = 0,1$, $\tau_м < 50$ *град*	0,04	1,5	0,5	—	3	1,55	3,8	17	—
6×8	—	0,12	0,21	0,10		0,06		0,6	—	4		4,5	20	—
6×10	—	0,15	0,26	0,11		0,07		0,6	—	5		5,2	25	—
6×12,5	—	0,22	0,32	0,13		0,10		0,7	—	7		6,0	30	—
8×8	×10	0,4	0,51	0,21		0,2	1,5	0,6	0,8	11	1,55	4,2	45	45
8×10	—	0,6	0,63	0,25		0,3		0,7	—	13		4,1	52	—
8×12,5	—	0,9	0,79	0,29		0,4		0,8	—	15		4,0	62	—
8×16	—	1,3	1,03	0,35		0,7		0,9	—	19		3,8	76	—
10×10	×12,5	1,5	1,2	0,44		0,8	1,55	0,7	1	24	1,55	3,1	92	91
10×12,5	×16	2,2	1,5	0,52		1,1		0,9	1,2	28	1,55	3,0	110	114
10×16	—	3,4	1,9	0,59		1,8		1,0	—	34	1,50	2,9	130	—
10×20	—	4,8	2,4	0,69		2,5		1,2	—	40	1,45	2,8	160	—

Продолжение табл. П14.1а

Типоразмер		Габаритный критерий $Cr_т$ для условий			$P_т$, B, j_2 при типовых условиях								$G = G_с + G_к$, г, кг	
					f = 50 *гц*, u = 0,1 или $\tau_м$ = 50 *град*					f = 400 *гц*, $\tau_м$ = 50 *град*				
ПЗ	НЗ	Задано u	Задано $\tau_м$		$\tau_м$ или u	$P_т$, *ва, ква*	B, *тл*	j_2, *а/мм*²		$P_т$, *ва, ква*	B, *тл*	j_2, *а/мм*²	ПЗ	НЗ
			ТВР	ТЕР				ПЗ	НЗ					
12×12,5	×16	5	2,5	0,79	$u = 0,1$, $\tau_м < 50$ *град*	2,4	1,55	0,9	1,2	47	1,55	2,4	170	172
12×16	×20	7	3,2	0,94		3,6		1,1	1,4	54	1,45		210	212
12×20	—	10	4,0	1,1		5,3		1,3	—	63	1,35		250	—
12×25	—	15	5,0	1,3		7,6		1,5	—	73	1,30		300	—
16×16	×20	21	6,8	1,8		11	1,6	1,2	1,6	115	1,35	1,9	420	420
16×20	×25	30	8,5	2,1		17		1,4	1,8	130	1,25		500	500
16×25	×32	43	11	2,5		24		1,6	2,0	150	1,2		590	610
16×32	—	63	14	2,9		34		2,0	—	180	1,1		700	—
20×20	×25	70	15	3,5		37	1,6	1,5	2,0	210	1,15	1,6	0,85	0,82
20×25	×32	100	19	4,0		53		1,8	2,3	250	1,1		1,0	1,0
20×32	×40	150	24	4,8		80		2,0	2,5	290	1,0		1,2	1,2
20×40	—	210	30	5,8	$u < 0,1$	90		2,2	—	340	0,95		1,4	—
25×25	×32	220	33	6,9		105	1,6	1,8	2,4	410	1,0	1,3	1,7	1,7
25×32	×40	330	42	8,0		130			2,3	490	0,95	1,4	2,0	2,0
25×40	×50	480	53	9,3		165			2,3	560	0,9	1,4	2,4	2,4
25×50	—	680	66	11		200			—	650	0,85	1,4	2,8	—

32×32	×40	800	79	14	$\tau_M = 50$ *град*,	0,25	1,6	1,5	2,0	0,87	0,85	1,1	3,7	3,5
32×40	×50	1200	99	16		0,30		1,5	1,9	1,00	0,8	1,2	4,3	4,2
32×50	×64	1700	125	19		0,37		1,4	1,8	1,17	0,75	1,2	5,1	5,2
32×64	—	2500	160	22		0,45		1,4	—	1,38	0,7	1,2	6,1	—
40×40	×50	2700	175	26		0,54	1,6	1,2	1,6	1,67	0,77	1	7,3	6,9
40×50	×64	3900	215	31		0,65		1,2	1,5	1,93	0,72		8,6	8,5
40×64	×80	5800	275	36		0,80		1,1	1,5	2,3	0,67		10,2	10,3
40×80	—	8200	350	42		0,96		1,1	—	2,7	0,63		12,1	—

Примечания: 1. Данные рассчитаны для низковольтных т. м. м. с несколькими пропитанными обмотками из медных эмальпроводов без учета контакта с шасси. Для других случаев они отличны в соответствии с изменениями величин ρ и частично $k_{ок}$ и α_{0h} (см. примечания 2,3 к предыдущей таблице).

2. Вес G подсчитан при $G_к$ и $k_с$, взятых по примечанию 4 и 6 к табл. П14.1. Если G в пределах данной группы ряда достигает 1 *кг*, то, начиная с этой группы и далее, значения G приводятся в *кг*.

3. Критерии $Cr_т$ рассчитаны по выражениям (14.29) и действительны для любых условий проектирования. Подробнее см. § 14.6.

4. Величины $P_т$, B, j_2 (и, если указаны, $p_к$, $p_с$) приведены для типовых условий: $u = 0,1$ или $\tau_М = 50$ *град*, сталь холоднокатаная Э310 — Э320 (0,35 *мм*) при $f = 50$ *гц* и Э350 — Э360 (0,15 *мм*) при $f = 400$ *гц*, $k_с$ по предыдущей таблице. Расчет сделан по формулам (14.11), (14.21) — — (14.24), $p_с = p_1 B^2 G_с \cdot 10^{-3}$. Для других условий пересчитывать по выражениям $P_т \doteq k_{ок} k_с B j_2$, j_2 и B — по (14.20) или пользоваться критериями $Cr_т$. Подробнее см. § 14.6, 14.4.

5. Для выбора сердечника при типовых условиях сопоставить $P_т$ с требуемой мощностью $P_г$, рассчитанной по выражениям (14.13). Для выбора сердечника при любых других условиях сопоставить $Cr_т$ с требуемой величиной Cr, рассчитанной по выражениям (14.30), (14.31) или (14.32). Подробнее см. § 14.6.

6. Для первичной обмотки $j_1 = j_2/\varepsilon$, средняя плотность $j = j_2/\sqrt{\varepsilon}$, ε берется из предыдущей таблицы.

7. ПЗ — вариант полного заполнения окна, НЗ — неполного (оптимального) заполнения (ТНЗО). У ТНЗО габаритный объем, как и вес G, изменяется весьма мало в ту или другую сторону при существенном снижении стоимости материалов и расхода меди (проводов) — сравни величины $G_к$ по предыдущей таблице. Подробнее см. гл. 12.

8. Типовая мощность $P_т$ при частоте 400 *гц* для сердечников первой группы ограничена не перегревом, а падением напряжения ($u = 0,1$).

9. Типовые значения мощности $P_т$ рассчитаны при $p_1 = 1,4$ *вт/кг* (50 *гц*) и 12 *вт/кг* (400 *гц*). Если в группе $P_т$ при $f = 400$ *гц* достигает 1 *ква*, то, начиная с этой группы, все значения $P_т$ даны в *ква*.

10. Данный ряд при частоте 50 *гц* рекомендуется применять при использовании метода неполного заполнения окна (ТНЗО), $c_\Delta \approx 0,7$.

Таблица П14.1б

К расчету БТ на сердечниках Ш по табл. П14.1 *

Типоразмер		Габаритный критерий $Cr_т$ для условий			$P_т$, B, j_2 при типовых условиях								Вес $G = G_c + G_к$, *г*, *кг*	
					$f = 50$ *гц*, $u = 0,1$ или $\tau_м = 50$ *град*					$f = 400$ *гц*, $\tau_м = 50$ *град*				
ПЗ	НЗ	Задано u	Задано $\tau_м$ ТВР	Задано $\tau_м$ ТЕР	$\tau_м$ или u	$P_т$, *ва*, *ква*	B, *тл*	j_2, *а/мм²* ПЗ	j_2, *а/мм²* НЗ	$P_т$, *ва*, *ква*	B, *тл*	j_2, *а/мм²*	ПЗ	НЗ
9×9	—	0,8	0,8	0,29	$u = 0,1$, $\tau_м < 50$ *град*	0,3	1,25	0,5	—	12	1,2	3,4	70	—
9×12		1,4	1,1	0,36		0,5		0,7		15		3,4	86	
12×10	—	3	2,0	0,64		1,2	1,3	0,6	—	29	1,25	2,3	160	—
12×12		5	2,5	0,79		1,8		0,7		34	1,20	2,3	170	
12×16		7	3,2	0,94		2,7		0,8		39	1,10	2,3	210	
12×20		10	4,0	1,1		4,0		1,0		45	1,00	2,4	250	
12×25		15	5,0	1,3		5,5		1,2		53	0,95	2,4	300	
12×32		20	6,4	1,4		7,5		1,4		63	0,90	2,4	390	
16×10	16×16	9	4,2	1,3		4	1,4	0,7	1,1	61	1,20	1,9	330	300
16×12	×16	13	5,0	1,5		6		0,8	1,2	75	1,10		360	330
16×16	×20	21	6,8	1,8		9		1,0	1,4	91	1,10		420	410
16×20	×25	30	8,5	2,1		13		1,2	1,6	103	1,00		500	500
16×25	×32	43	11	2,5		20		1,4	1,8	120	0,90		590	610
16×32	×40	63	14	2,9		28		1,7	2,0	132	0,85		710	780
16×40	—	90	17	3,2		39		2,0	—	150	0,80		880	—
20×12	20×20	30	9	2,4		12		0,9	1,5	115	1,05		0,65	0,58
20×16	×20	45	12	3,0		20		1,1	1,6	140	0,95		0,75	0,67

20×20	×25	70	15	3,5		28	1,4	1,3	1,8	165	0,90	1,6	0,85	0,82
20×25	×32	100	19	4,0		38		1,5	2,0	190	0,85		1,00	1,00
20×32	×40	150	24	4,8		53		1,7	2,1	220	0,80		1,20	1,23
20×40	×50	210	30	5,8		75		2,0	2,4	260	0,75		1,40	1,57
20×50	—	290	38	6,4		105		2,2	—	300	0,70		1,80	—
25×16	25×25	100	21	5,1		43		1,1	2,1	230	0,90	1,3	1,4	1,1
25×20	×25	150	26	5,7		64		1,3	2,0	280	0,80	1,3	1,5	1,3
25×25	×32	220	33	6,9	$\tau_м = 50$ *град*, $u < 0,1$	95			2	330	0,80	1,3	1,7	1,7
25×32	×40	330	42	8,0		120			2	380	0,75	1,4	2,0	2,0
25×40	×50	480	53	9,3		150	1,4	1,8	2	440	0,70	1,4	2,4	2,5
25×50	×64	680	66	11		180			2	500	0,65	1,4	2,8	3,1
25×64	—	1000	85	13		220			—	590	0,60	1,4	3,6	—
32×20	32×32	350	49	11		0,14		1,5	2,5	0,50	0,80		2,8	2,4
32×25	×32	520	62	12		0,18		1,5	2,2	0,55	0,70		3,2	2,8
32×32	×40	800	79	14		0,22		1,5	2,1	0,65	0,65		3,7	3,5
32×40	×50	1200	99	16		0,26	1,4	1,5	2,0	0,75	0,60	1,1	4,3	4,2
32×50	×64	1700	125	19		0,32		1,4	1,8	0,88	0,60		5,1	5,2
32×64	×80	2500	166	22		0,40		1,4	1,7	1,00	0,55		6,1	6,6
32×80	—	3500	200	25		0,50		1,4	—	1,20	0,50		7,4	—
40×25	40×40	1100	110	20		0,31		1,3	2,2	0,9	0,70		5,7	4,9
40×32	×40	1700	140	23		0,39		1,2	1,7	1,1	0,60		6,5	5,6
40×40	×50	2500	170	27		0,46		1,2	1,6	1,3	0,60		7,3	6,9
40×50	×64	3700	215	32		0,56	1,4	1,2	1,6	1,5	0,55	1,0	8,6	8,5
40×64	×80	5500	300	36		0,68		1,2	1,5	1,7	0,55		10,2	10,3
40×80	×100	8000	350	44		0,82		1,1	1,3	2,0	0,50		12,1	13,0
40×100	—	$11 \cdot 10^3$	440	49		1,03		1,1	—	2,3	0,50		14,7	—

* См. примечания к табл. П14.1*а*, но для частоты 400 *гц* величины $P_т$ и B рассчитаны при $p_1 = 20$ *вт/кг* (горячекатаная сталь).

Таблица П14.2

Стержневые ленточные сердечники ПЛ по НПО.666.001

№	Типоразмер $a \times b \times h$, *мм*	Размеры и справочные величины для расчета											
		c, *мм*	l_c, *см*	s_c, *см*^{2}	$s_{ок}$, *см*^{2}	$П_к$, *см*^{2}	$V_к$, *см*^{3}		$G_к$, *г, кг*		G_c, *г, кг*	$k_{ок}$	$10^3 \alpha_{0h}$
							ПЗ	НЗ	ПЗ	НЗ			
1	6,5×12,5×8	8	5	0,8	0,65	12	3	—	2	—	28	0,07	1,5
2	6,5×12,5×10		6		0,8	14	4		3		30	0,08	1,5
3	6,5×12,5×12,5		6		1,0	17	5		4		33	0,09	1,4
4	6,5×12,5×16		7		1,3	20	6		6		37	0,10	1,4
5	8×12,5×12,5	10	7	1,0	1,3	21	7	—	8	—	47	0,13	1,4
6	8×12,5×16		8		1,6	25	9		12		51	0,14	1,4
7	8×12,5×20		9		2	30	11		16		57	0,15	1,3
8	8×12,5×25		10		2,5	36	14		21		63	0,16	1,3
9	10×12,5×20	12,5	10	1,25	2,5	38	16	—	27	—	80	0,2	1,3
10	10×12,5×25		11		3,1	45	20		36		90	0,2	1,3
11	10×12,5×32		12		4	55	26		48		100	0,21	1,2
12	10×12,5×40		14		5	67	32		61		115	0,21	1,2
13	12,5×16×25	16	12	2,0	4	60	33	—	67	—	165	0,23	1,2
14	12,5×16×32		13		5,1	73	42		90		185	0,24	1,2
15	12,5×16×40		15		6,4	88	52		115		205	0,24	1,1
16	16,5×16×50		17		8	106	65		145		230	0,25	1,1
17	12,5×25×32	20	14	3,1	6	90	65	—	150	—	290	0,26	1,2
18	12,5×25×40		16		8	115	85		210		330	0,26	1,15
19	12,5×25×50		18		10	135	105		260		380	0,27	1,1
20	12,5×25×60		20		12	160	125		320		420	0,27	1,05
21	16×32×40		18		10	150	135	—	350	—	640		1,15

22	16×32×50	25	20	5,1	12,5	180	170	110	450	290	710	0,29	1,1
23	16×32×65		23		16	220	220	140	590	370	800		1,05
24	16×32×80		26		20	270	270	180	740	480	920		1,0
25	20×40×50	32	23	8,0	16	240	270	160	0,76	0,43	1,3	0,31	1,1
26	20×40×60		25		19	280	330	230	0,92	0,65	1,4		1,05
27	20×40×80		29		26	350	440	270	1,25	0,75	1,6		1,0
28	20×40×100		33		32	420	550	350	1,58	1,0	1,8		1,0
29	25×50×65	40	29	12,5	26	390	560	320	1,6	0,9	2,5	0,34	1,05
30	25×50×80		32		32	450	680	460	2,0	1,3	2,8		1,0
31	25×50×100		36		40	540	850	560	2,6	1,6	3,1		1,0
32	25×50×120		40		48	630	1020	690	3,1	2,1	3,5		0,95
33	32×64×80	50	36	20,5	40	600	1080	500	3,3	1,5	5,1	0,35	1,0
34	32×64×100		40		50	710	1350	900	4,2	2,7	5,7		1,0
35	32×64×130		46		65	880	1750	1100	5,5	3,5	6,5		0,95
36	32×64×160		52		80	1060	2150	1400	6,8	4,5	7,4		0,9
37	40×80×100	64	45	32	64	960	2200	1300	6,9	4,0	9,9	0,35	1,0
38	40×80×120		49		80	1100	2600	1800	8,4	5,7	10,8		0,95
39	40×80×160		57		100	1400	3500	2100	11,2	6,9	12,6		0,9
40	40×80×200		65		130	1700	4400	2800	14,1	9,1	14,3		0,85

Параметры, одинаковые для всех групп ряда (даны в порядке расположения сердечников в группе)

Сердечник	β *	ε_0 ($\varepsilon_0 i_1$)	$V_c/V_к$	для ТЕР *	
				ν_0^*	$Б_0$
Первый	0,55	0,75	0,7	1,5	1,75
Второй	0,45		0,6	1,4	1,6
Третий	0,35		0,6	1,4	1,5
Четвертый	0,30		0,5	1,3	1,4

* Кроме двух первых групп.

Примечания: 1. См. примечания 1 — 6 к табл. П14.1.

2. Ряд ПЛ при частоте 50 *гц* и критичном перегреве рекомендуется применять с использованием метода неполного заполнения окна (ТНЗО).

Таблица П14.2а

К расчету СТ на сердечниках ПЛ по табл. П14.2

Типоразмер		Габаритный критерий $Cr_т$ для условий			$P_т$, B, j_2 при типовых условиях								Вес $G = G_с + G_к$, *г*, *кг*	
					$f = 50$ *гц*, $u = 0,1$ или $\tau_м = 50$ *град*					$f = 400$ *гц*, $\tau_м = 50$ *град*				
		Задано u	Задано $\tau_м$		$\tau_м$ или u	$P_т$, *ва*, *ква*	B, *тл*	j_2, *а/мм²*		$P_т$, *ва*, *ква*	B, *тл*	j_2, *а/мм²*		
ПЗ	НЗ		ТВР	ТЕР				ПЗ	НЗ				ПЗ	НЗ
6×12,5×8 6×12,5×10 6×12,5×12,5 6×12,5×16	—	0,11 0,16 0,23 0,32	0,2 0,3 0,4 0,5	0,10 0,13 0,15 0,18	$u = 0,1$ ($\tau_м < 50$ *град*)	0,06 0,08 0,11 0,15	1,5	0,9	—	4 5 7 10	1,55	7,3 7,3 7,3 7,3	30 33 37 43	—
8×12,5×12,5 8×12,5×16 8×12,5×20 8×12,5×25	—	0,6 0,8 1,0 1,4	0,7 0,9 1,0 1,2	0,26 0,31 0,37 0,42		0,28 0,38 0,50 0,67	1,5	1	—	14 17 20 24	1,55	6,9 6,0 5,2 4,6	55 63 73 84	—
10×12,5×20 10×12,5×25 10×12,5×32 10×12,5×40	—	2,4 3,0 4,1 5,0	1,7 2,1 2,5 2,9	0,55 0,65 0,80 0,95		1,2 1,5 2,1 2,5	1,55	1,1	—	34 39 47 55	1,55	4,2 3,8 3,3 3,1	105 125 150 175	—
12,5×16×25 12,5×16×32 12,5×16×40 12,5×16×50	—	9 11 16 20	4,2 5,1 6,0 7,1	1,2 1,5 1,7 2,0		4,6 5,8 8,0 10,0	1,55	1,4	—	75 90 105 120	1,4 1,4 1,35 1,3	3,2 3,0 2,7 2,5	230 275 320 375	—
12,5×25×30 12,5×25×40 12,5×25×50 12,5×25×60	—	28 38 49 58	8,8 11 13 15	2,3 2,9 3,2 3,6		15 20 27 32	1,6	1,7	—	140 170 200 220	1,25 1,2 1,2 1,15	2,6 2,4 2,2 2,1	440 540 640 740	—

16×32×40	16×32×50	115	22	4,8		63	1,6	2,2	2,5	310	1,05	2,1	0,99	1,0
16×32×50	×65	145	26	5,6		78			2,7	350	1,0	2,0	1,16	1,17
16×32×65	×80	185	31	6,9		105			2,8	420	1,0	1,8	1,39	1,4
16×32×80	20×40×50	230	37	7,5		125			2,8	470	0,95	1,7	1,66	1,7
20×40×50	20×40×60	360	50	10	$\tau_м = 50$ *град* ($u < 0,1$)	155	1,6	2,3	2,7	600	0,95	1,8	2,0	2,0
20×40×60	×80	440	57	11		170		2,2	2,6	640	0,9	1,7	2,3	2,3
20×40×80	×100	580	70	13		210		2,0	2,5	780	0,9	1,6	2,9	2,8
20×40×100	25×50×65	670	83	15		250		1,9	2,4	890	0,85	1,5	3,4	3,4
25×50×65	25×50×80	1300	115	20		0,36	1,6	1,8	2,1	1,2	0,8	1,5	4,1	4,1
25×50×80	×100	1600	130	22		0,41		1,7	2,0	1,4	0,8	1,4	4,8	4,7
25×50×100	×120	2000	155	25		0,48		1,6	2,0	1,6	0,8	1,3	5,7	5,6
25×50×120	32×64×80	2400	180	28		0,53		1,5	1,9	1,7	0,75	1,2	6,6	6,6
32×64×80	32×64×100	4300	260	39		0,8	1,6	1,5	1,7	2,4	0,7	1,3	8,4	8,4
32×64×100	×130	5400	300	44		0,9		1,4	1,7	2,7	0,7	1,2	9,9	10,0
32×64×130	×160	7000	360	50		1,1		1,3	1,6	3,2	0,65	1,1	12,0	11,9
32×64×160	40×80×100	8600	425	58		1,2		1,2	1,5	3,6	0,65	1,1	14,2	13,9
40×80×100	40×80×120	$13 \cdot 10^3$	575	76		1,6	1,6	1,2	1,4	4,6	0,65	1,1	16,8	16,5
40×80×120	×160	$17 \cdot 10^3$	660	82		1,8		1,1	1,3	5,2	0,6	1,1	19,2	19,5
40×80×160	×200	$21 \cdot 10^3$	780	100		2,0		1,0	1,2	6,0	0,6	1,0	23,8	23,4
40×80×200	—	$27 \cdot 10^3$	950	120		2,5		1,0	—	7,0	0,55	0,9	28,4	—

Примечания: 1. См. примечания 1—9 к табл. П14.1*а*.

2. Ряд ПЛ при частоте 50 *гц* и критичном перегреве рекомендуется применять при использовании метода неполного заполнения окна (ТНЗО при $c_\Delta \approx 0,7$).

Таблица П14.3

Тороидальные ленточные сердечники ОЛ по НПО.666.001

№	Типоразмер $d\,(c) \times D \times b$, *мм*	Размеры и справочные величины для расчета											
		a, *мм*	$l_с$, *см*	$s_с$, *см*^{2}	$s_{ок}$, *см*^{2}	$П_к$, *см*^{2}	$V_к$, *см*^{3}		$G_к$, *г*, *кг*		$G_с$, *г*, *кг*	$k_{ок}$	$10^3\alpha/_0h$
							ПЗ	НЗ	ПЗ	НЗ			
1	10×16×4	3	4	0,12	0,8	9	2,4	—	2,2	—	3	0,1	1,9
2	10×16×5			0,15		9	2,6		2,5		4		1,9
3	10×16×6,5			0,2		10	2,9		2,8		5		1,8
4	10×16×8			0,24		11	3,3		3,1		6		1,8
5	12×20×5	4	5	0,2	1,1	13	4,0	—	4,5	—	7	0,12	1,9
6	12×20×6,5			0,26		14	4,5		5		9		1,8
7	12×20×8			0,32		15	5,0		5,5		11		1,8
8	12×20×10			0,4		17	6,0		6,5		13		1,7
9	16×26×6,5	5	7	0,33	2	22	9	—	12	—	14	0,15	1,8
10	16×26×8			0,4		24	10	5,1	14	6,8	18		1,7
11	16×26×10			0,5		26	11	6,7	15	9,4	22		1,7
12	16×26×12,5			0,63		28	12	8,2	17	11	27		1,6
13	20×32×8	6	8	0,48	3	32	15	—	20	—	25	0,16	1,7
14	20×32×10			0,6		34	17	8,6	20	11	32	0,14	1,7
15	20×32×12,5			0,75		35	19	11	19	13	40	0,12	1,6
16	20×32×16			0,95		38	21	14	18	14	52	0,10	1,6
17	25×40×10	7,5	10	0,75	5	52	30	—	50	—	51	0,18	1,7
18	25×40×12,5			0,95		55	32	17	50	28	64	0,17	1,6
19	25×40×16			1,2		58	36	21	50	33	82	0,15	1,6
20	25×40×20			1,5		62	40	27	50	37	102	0,13	1,6

21	32×50×16	9	13	1,45	8	90	68	—	125	—	125	0,21	1,6
22	32×50×20			1,8		95	78	39	135	71	155	0,19	1,5
23	32×50×25			2,25		100	83	52	135	90	195	0,18	1,5
24	32×50×32			2,9		110	93	62	135	100	250	0,16	1,4
25	40×64×20	12	16	2,4	13	145	135	—	290	—	270	0,23	1,5
26	40×64×25			3,0		155	150	77	300	165	330	0,22	1,5
27	40×64×32			3,8		170	165	100	310	200	420	0,21	1,4
28	40×64×40			4,8		185	190	125	320	235	530	0,19	1,4
29	50×80×25	15	20	3,8	20	235	260	—	0,61	—	0,52	0,26	1,4
30	50×80×32			4,8		250	290	150	0,65	0,35	0,67	0,25	1,4
31	50×80×40			6,0		270	340	195	0,70	0,44	0,83	0,23	1,3
32	50×80×50			7,5		300	380	260	0,75	0,52	1,04	0,22	1,3
33	64×100×32	18	26	5,8	32	380	540	—	1,35	—	1,0	0,28	1,4
34	64×100×40			7,2		410	610	310	1,50	0,78	1,3	0,27	1,4
35	64×100×50			9,0		440	680	410	1,60	0,99	1,6	0,26	1,3
36	64×100×64			11,5		480	780	510	1,75	1,19	2,0	0,25	1,3
37	80×128×40	24	33	9,6	50	620	1100	—	2,8	—	2,1	0,29	1,3
38	80×128×50			12,0		660	1200	630	3,1	1,62	2,7	0,29	1,3
39	80×128×64			15,4		720	1350	800	3,4	2,04	3,4	0,28	1,2
40	80×128×80			19,2		780	1500	1010	3,7	2,55	4,3	0,27	1,2

Параметры, одинаковые для всех групп ряда (даны в порядке расположения сердечников в группе)

Сердечник	$\varepsilon=\varepsilon_0$ ($\varepsilon_0 i_1$)	$V_с/V_к$
Первый	0,6	0,3
Второй	0,6	0,3
Третий	0,7	0,4
Четвертый	0,7	0,4

$\beta=0$, $Б_0=1$, для ТЕР $\nu_0 \approx 1$

Примечания: 1. См. примечания 1—6 к табл. П14.1. 2. На сердечниках ряда ОЛ рекомендуется проектировать ТНЗО (при любой частоте). 3. $c=d$, D — внутренний и наружный диаметры сердечника. 4. В группе ОЛ25 имеется также типоразмер 25×40×25.

Таблица П14.3а

К расчету ТТ на сердечниках ОЛ по табл. П14.3

Типоразмер		Габаритный критерий $Cr_{т}$ для условий			$P_{т}$, B, j_2 при типовых условиях								$G=G_c+G_к$, г, кг	
		задано u	задано $\tau_м$		$f=50$ гц, $u=0,1$ или $\tau_м=50$ град					$f=400$ гц, $\tau_м=50$ град				
								j_2, а/мм²						
ПЗ	НЗ		ТВР	ТЕР	$\tau_м$ или u	$P_{т}$, ва	B, тл	ПЗ	НЗ	$P_{т}$, ва	B, тл	j_2, а/мм²	ПЗ	НЗ
10×16×4	—	$9\cdot10^{-3}$	0,05	0,03	($\tau_м < 50$ град)	$5\cdot10^{-3}$	1,55	0,2	—	0,3	1,6	1,7	5,5	—
10×16×5		0,01	0,06	0,03		$6\cdot10^{-3}$		0,2		0,4		1,9	6,5	
10×16×6,5		0,02	0,08	0,04		$8\cdot10^{-3}$		0,3		0,7		2,4	8,0	
10×16×8		0,03	0,09	0,05		0,01		0,3		0,9		2,6	10	
12×20×5	—	0,04	0,11	0,06		0,02	1,55	0,3	—	1,1	1,6	2,2	11	—
12×20×6,5		0,05	0,14	0,07		0,03		0,3		1,7		2,8	14	
12×20×8		0,07	0,17	0,08		0,04		0,4		2,4		3,1	16	
12×20×10		0,09	0,21	0,09		0,05		0,4		3,4		3,6	20	
16×26×6,5	×8	0,15	0,29	0,15		0,08	1,55	0,4	0,5	5	1,6	3	27	25
16×26×8	×10	0,2	0,35	0,16		0,10		0,4	0,5	7		3,4	31	31
16×26×10	×12,5	0,3	0,44	0,19		0,15		0,5	0,6	10		4	37	38
16×26×12,5	—	0,42	0,55	0,21		0,22		0,6	—	15		4,6	44	—

20×32×8	×10	0,37	0,55	0,24	$u=0,1$	0,20	1,6	0,5	0,6	13	1,6	3,7	45	43
20×32×10	×12,5	0,46	0,63	0,25		0,25		0,5	0,7	16		4,3	52	53
20×32×12,5	×16	0,57	0,70	0,26		0,30		0,6	0,7	17		4,6	59	66
20×32×16	—	0,60	0,74	0,27		0,32		0,7	—	17		4,9	67	—
25×40×10	×12,5	1,4	1,3	0,50		0,7	1,6	0,6	0,8	35	1,6	3,4	100	90
25×40×12,5	×16	1,9	1,6	0,57		1,1		0,7	0,9	41	1,6		115	115
25×40×16	×20	2,5	1,9	0,62		1,4		0,8	0,9	43	1,6		130	140
25×40×20	—	3,0	2,1	0,65		1,7		0,9	—	45	1,5		150	—
32×50×16	×20	7	3,8	1,3		3,7	1,6	0,8	1,1	91	1,5	2,5	250	225
32×50×20	×25	9	4,4	1,4		5,0		0,9	1,2	93	1,45		290	285
32×50×25	×32	12	5,4	1,5		6,6		1,1	1,3	100	1,35		330	350
32×50×32	—	17	6,4	1,6		9,0		1,3	—	110	1,2		390	—
40×64×20	×25	26	9	2,6		14	1,6	1,0	1,4	180	1,35	2,1	550	500
40×64×25	×32	37	11	3,1		20		1,2	1,5	210	1,3		630	620
40×64×32	×40	50	13,5	3,3		28		1,4	1,6	230	1,15		740	760
40×64×40	—	67	16,5	3,6		37		1,7	—	250	1,1		860	—
50×80×25	×32	95	22	5,4		50	1,6	1,3	1,8	390	1,2	1,7	1,1	1,0
50×80×32	×40	135	27	6,1		75		1,6	2,0	440	1,1		1,3	1,3
50×80×40	×50	170	32	6,6		95		1,8	2,1	460	1,0		1,5	1,5
50×80×50	—	240	38	7,1		130		2,1	—	500	0,95		1,8	—

Продолжение табл. П14.3а

Типоразмер		Габаритный критерий $Cr_т$ для условий			$P_т$, B, j_2 при типовых условиях								$G=G_c+G_к$, г, кг	
			Задано $\tau_м$		$f=50$ гц, $u=0,1$ или $\tau_м=50$ град					$f=400$ гц, $\tau_м=50$ град				
ПЗ	НЗ	Задано u	ТВР	ТЕР	$\tau_м$ или u	$P_т$, ква	B, тл	j_2, а/мм² ПЗ	j_2, а/мм² НЗ	$P_т$, ква	B, тл	j_2, а/мм²	ПЗ	НЗ
64×100×32	×40	340	49	11		0,17	1,6	1,7	2,4	0,83	1,1	1,4	2,4	2,1
64×100×40	×50	420	59	12	$\tau_м=50$ град	0,22			2,3	0,88	1,0		2,7	2,6
64×100×50	×64	570	71	13		0,26	1,6	1,8	2,1	0,96	0,9	1,4	3,2	3,2
64×100×64	—	820	88	15		0,31			—	1,04	0,85		3,8	—
80×128×40	×50	1050	115	22		0,42			2,1	1,6	0,95		5,0	4,3
80×128×50	×64	1600	140	26		0,52	1,6	1,5	1,9	1,8	0,85	1,2	5,7	5,4
80×128×64	×80	2200	175	28		0,62			1,7	2,0	0,8		6,8	6,8
80×128×80	—	3000	210	31		0,70			—	2,2	0,7		8,0	—

Примечания: 1. См. примечания 1-7 к табл. П14.1*а*.

2. Типовые значения мощности $P_т$ рассчитаны при $p_1=1,2$ *вт/кг* (50 *гц*) и 10 *вт/кг* (400 *гц*).

3. Типовая мощность $P_т$ при частоте 400 *гц* для сердечников первых четырех групп ограничена не перегревом, а падением напряжения ($u=0,1$).

4. На сердечниках ОЛ рекомендуется проектировать ТНЗО для любой частоты при $c_\Delta=0,4\div0,6$ с учетом $\delta_{ТТ}$ по (5.57); без учета $\delta_{ТТ}$ $c_\Delta=0,7\div0,8$.

5. Для ТНЗО при частоте 400 *гц* j_2 также соответственно увеличивать против табличных.

42—516

Таблица П14.4

Трехфазные ленточные сердечники ТЛ по НО.666.003

№ п/п	Типоразмер $a \times b \times h$, *мм*	Размеры и справочные величины для расчета											
		c, *мм*	l_c, *см*	s_c, *см*^{2}	$s_{ок}$, *см*^{2}	$П_к$, *см*^{2}	$V_к$, *см*^{3}		$G_к$, *г*		G_c, *г*	$k_{ок}$	$10^3 \alpha_{0h}$
							ПЗ	НЗ	ПЗ	НЗ			
1	5×10×14		8		1	11	5		8		15	0,18	1,4
2	5×10×16		9		1,2	12	6		10		16	0,19	1,4
3	5×10×18	14	10	0,5	1,3	13	7	—	12	—	16	0,19	1,3
4	5×10×21		10		1,5	15	8		14		17	0,2	1,3
5	5×10×24		10		1,7	16	9		16		18	0,21	1,3
6	6,4×10×16		10		1,3	14	7		13		22	0,2	1,3
7	6,4×10×18		10		1,5	16	8		16		23	0,21	1,3
8	6,4×10×20	16	11	0,64	1,6	17	9	—	18	—	24	0,22	1,3
9	6,4×10×23		11		1,9	19	11		21		25	0,22	1,2
10	6,4×10×26		12		2,1	21	12		25		27	0,23	1,2
11	8×12,5×18		11		1,6	19	11		22		37	0,22	1,3
12	8×12,5×21		12		1,9	21	13		27		42	0,23	1,3
13	8×12,5×24	18	12	1	2,2	23	15	—	32	—	44	0,23	1,2
14	8×12,5×28		13		2,5	26	17		38		46	0,24	1,2
15	8×12,5×32		14		2,9	29	20		45		49	0,24	1,2
16	10×16×20		13		2	24	17		36		73	0,24	1,3
17	10×16×23		13		2,3	26	19		42		77	0,24	1,3
18	10×16×26	20	14	1,6	2,6	29	22	—	50	—	80	0,25	1,2
19	10×16×31		15		3,1	33	26		60		84	0,26	1,2
20	10×16×36		16		3,6	37	30		72		88	0,26	1,2

Продолжение табл. П14.4

№ п/п	Типоразмер $a \times b \times h$ *мм*	Размеры и справочные величины для расчета											
		c, мм	$l_с$, *см*	$s_с$, *см²*	$s_{ок}$, *см²*	$П_к$, *см²*	$V_к$, *см³*		$G_к$, *г, кг*		$G_с$, *г, кг*	$k_{ок}$	$10^3 \alpha_0 h$
							ПЗ	НЗ	ПЗ	НЗ			
21	12,5×20×25		16		3,1	37	33	—	80	—	145	0,27	1,3
22	12,5×20×29		17		3,6	41	38	—	90	—	150	0,27	1,2
23	12,5×20×33	25	18	2,5	4,1	45	43	26	110	60	155	0,28	1,2
24	12,5×20×38,5		19		4,8	51	50	30	130	70	165	0,28	1,15
25	12,5×20×44		20		5,5	57	58	34/42	150	90/110	175	0,28	1,1
26	16×25×32		20		5,1	61	70	35	180	80	290		1,2
27	16×25×37		21		5,9	67	80	—	210	—	310		1,15
28	16×25×42	32	22	4	6,7	74	90	55	240	150	320	0,3	1,15
29	16×25×49		24		7,9	83	105	65	290	170	340		1,1
30	16×25×56		25		9,0	93	120	70/90	330	190/250	360		1,1
31	20×32×40		25		8,0	95	140	65	380	180	570		1,15
32	20×32×47		27		9,4	107	160	—	450	—	600		1,1
33	20×32×54	40	28	6,4	10,8	118	180	110	520	300	630	0,32	1,1
34	20×32×62		30		12,4	132	210	130	610	360	670		1,05
35	20×32×70		31		14,0	145	240	150/180	690	420/520	700		1,05
36	25×40×50		32		12,5	150	260	100/130	0,78	0,28/0,38	1,12		1,1
37	25×40×58		33		14,5	165	300	—	0,90	—	1,18		1,1
38	25×40×66	50	35	10	16,5	180	350	210	1,04	0,62	1,25	0,34	1,05
39	25×40×77		37		19,5	205	400	240	1,23	0,72	1,32		1,0
40	25×40×88		40		22,0	225	460	280/340	1,40	0,83/1,05	1,40		1,0

41	32×40×64		40		21	250	500	180/250	1,55	0,55/0,77	1,82		1,05
42	32×40×74		42		24	270	580	—	1,85	—	1,92		1,05
43	32×40×84	64	44	13	27	300	650	400	2,05	1,25	2,0	0,35	1,0
44	32×40×94		47		31	330	760	460	2,40	1,46	2,12		1,0
45	32×40×110		50		35	370	860	520/650	2,75	1,65/2,05	2,25		0,95

Параметры, одинаковые для всех групп ряда (даны в порядке расположения сердечников в группе)

Сердечник	β *	ε_0 $(\varepsilon_0 i_1)$	$V_c/V_к^*$	Для ТЕР *	
				ν_0	$Б_0$
Первый	0,70		0,6	1,6	1,95
Второй	0,65		0,6	1,6	1,85
Третий	0,60	0,7	0,5	1,5	1.8
Четвертый	0,55		0,5	1,5	1,7
Пятый	0,50		0,4	1,4	1,6

* Кроме двух первых групп.

Примечания: 1. См. примечания 1-6,10 к табл. П14.1.

2. На сердечниках ряда ТЛ при частоте 50 *гц* и критичном перегреве рекомендуется проектировать ТНЗО при $c_\Delta \approx 0,7$.

3. Величины $П_к$, $V_к$, $G_к$, $G_с$, даны на одну фазу.

4. Двойные цифры в некоторых графах НЗ соответствуют переходам к данному сердечнику от предыдущего сердечника и через один.

Таблица П14.4а

К расчету ЗТ на сердечниках ТЛ по табл. П14.4

Типоразмер $a \times b \times h$, *мм*		Габаритный критерий $Cr_т$			$P_т B$, j_2 при типовых условиях								$G = G_c + G_к$, *г, кг*	
					f=50 *гц*, u=0,1 или $\tau_м$=50 *град*					f=400 *гц*, $\tau_м$=50 *град*				
ПЗ	НЗ	задано u	задано $\tau_м$ ТВР	задано $\tau_м$ ТЕР	$\tau_м$ или u	$P_т$, *ва, ква*	B, *тл*	j_2, *а/мм*^{2} ПЗ	j_2, *а/мм*^{2} НЗ	$P_т$, *ва, ква*	B, *тл*	j_2, *а/мм*^{2}	ПЗ	НЗ
5×10×14		0,18	0,25	0,10	$\tau_м < 50$ *град*	0,08				5,1		4,1	23	
5×10×16		0,21	0,28	0,11		0,10				5,9		3,8	26	
5×10×18	—	0,24	0,31	0,12		0,11	1,5	0,5	—	6,2	1,6	3,6	28	—
5×10×21		0,30	0,35	0,14		0,14				7,2		3,3	31	
5×10×24		0,34	0,39	0,16		0,17				8,0		3,2	34	
6,4×10×16		0,38	0,42	0,17		0,19				8,5		3,5	35	
6,4×10×18		0,44	0,46	0,18		0,22				9,5		3,3	39	
6,4×10×20	—	0,50	0,50	0,20		0,25	1,55	0,6	—	10	1,6	3,1	42	—
6,4×10×23		0,59	0,56	0,22		0,30				11		2,9	46	
6,4×10×26		0,68	0,61	0,24		0,35				12,5		2,8	52	
8×12,5×18		1,0	0,8	0,29		0,55				15	1,55	3,0	60	
8×12,5×21		1,3	0,9	0,31		0,67				17	1,45	2,8	70	
8×12,5×24	—	1,5	1,0	0,34		0,82	1,6	0,8	—	19	1,45	2,6	75	—
8×12,5×28		1,7	1,1	0,38		0,95				20	1,45	2,5	85	
8×12,5×32		2,0	1,2	0,41		1,10				22	1,40	2,4	95	
10×16×20		3,0	1,6	0,47		1,6				25	1,30	2,8	110	
10×16×23		3,4	1,7	0,51		1,9				27	1,25	2,6	120	
10×16×26	—	4,2	1,9	0,57		2,3	1,6	1,1	—	31	1,25	2,5	130	—
10×16×31		5,0	2,2	0,63		2,7				34	1,25	2,3	145	
10×16×36		5,7	2,4	0,71		3,1				38	1,25	2,2	160	—

12,5×20×25	12,5×20×33	10	3,6	0,9	$u=0,1$,	5			1,5	50	1,15	2,3	225	215
12,5×20×29	×38,5	11	3,9	1,0		6			1,6	55	1,10	2,2	245	240
12,5×20×33	×44	14	4,4	1,1		8	1,6	1,3	1,6	60	1,10	2,0	265	260
12,5×20×38,5	×44	16	4,9	1,2		9			1,5	65	1,10	2,0	295	285
12,5×20×44	16×25×32	19	5,3	1,4		10			1,6	70	1,05	1,9	325	370
16×25×32	16×25×42	37	8,6	2,0		20			2,0	110	1,00	1,9	470	465
16×25×37	×49	43	9,5	2,1		23			2,0	115	0,95	1,8	520	510
16×25×42	×56	48	10	2,3		27	1,6	1,7	2,1	125	0,95	1,7	560	550
16×25×49	×56	57	11	2,5		31			1,9	140	0,95	1,6	630	610
16×25×56	20×32×40	65	12	2,7		35			2,0	145	0,90	1,6	690	750
20×32×40	20×32×54	125	20	3,9	$\tau_м=50$ *град*, $u<0,1$	60		2,1	2,4	220		1,6	0,95	0,93
20×32×47	×62	150	22	4,3		67		1,9	2,3	240		1,5	1,05	1,03
20×32×54	×70	170	24	4,6		71	1,6	1,8	2,3	260	0,85	1,5	1,15	1,12
20×32×62	20×32×70 25×40×50	200	26	5,0		78		1,7	1,9/2,2	280		1,4	1,28	1,22/1,4
20×32×70	25×40×50	220	28	5,4		85		1,7	2,0	300		1,3	1,39	1,5
25×40×50	25×40×66	410	43	7,5		130		1,7	2,0	430	0,75	1,4	1,90	1,87
25×40×58	×77	470	48	8,1		140		1,6	1,9	460	0,75	1,3	2,08	2,04
25×40×66	×88	530	52	8,8		160	1,6	1,5	1,9	500	0,75	1,3	2,29	2,23
25×40×77	25×40×88 32×40×64	620	57	9,5		170		1,4	1,6/1,9	550	0,75	1,2	2,55	2,45/2,37
25×40×88	32×40×64	710	62	10		190		1,4	1,7	580	0,70	1,2	2,80	2,60
32×40×64	32×40×84	950	81	14		0,24		1,4	1,6	0,75		1,2	3,37	3,25
32×40×74	×94	1100	88	15		0,26		1,3	1,6	0,81		1,1	3,77	3,58
32×40×84	×110	1300	96	16		0,29	1,6	1,3	1,6	0,88	0,7	1,1	4,05	3,90
32×40×94	×110	1500	105	17		0,32		1,2	1,3	0,96		1,0	4,52	4,30
32×40×110	—	1700	115	18		0,34		1,2	—	1,04		1,0	5,00	—

Примечания: 1. См. примечания 1-7 к табл. П14.1*а*.

2. Типовые значения мощности $P_т$ рассчитаны при p_1=1,7 *вт/кг* (50 *гц*) и 14,5 *вт/кг* (400 *гц*).

3. Величины $P_т$, $Cr_т$, G даны на одну фазу.

4. На сердечниках ряда ТЛ при частоте 50 *гц* и критичном перегреве рекомендуется проектировать ТНЗО при $c_\Delta \approx 0,7$.

Таблица П14.5

Броневые ленточные сердечники ШЛМ по НПО.666.001 для т. м. м. наименьшего веса и наименьшей стоимости (50 *гц*)

№ п/п	Типоразмер $a \times b$, *мм*	Размеры и справочные величины для расчета											
		c, *мм*	h, *мм*	l_c, *см*	s_c, *см²*	$s_{ок}$, *см²*	$П_к$, *см²*	$V_к$, *см³*		$G_к$, *г*, *кг*		G_c *г*, *кг*	$k_{ок}$	$10^3 \alpha_{0h}$
								ПЗ	НЗ	ПЗ	НЗ			
1	8×6,5				0,5			2,9	—	2,2	—	18		
2	8×8				0,6			3,1	—	2,3	—	22		
3	8×10	5	13	5	0,8	0,65	8,5	3,4	—	2,5	—	28	0,08	1,2
4	8×12,5				1,0			3,7	—	2,8	—	36		
5	8×16				1,25			4,2	—	3,1	—	44		
6	10×8				0,8			6,0	—	7,0	—	36		
7	10×10				1,0			6,5	—	7,5	—	45		
8	10×12,5	6	18	7	1,25	1,1	14	7,0	—	8,0	—	56	0,13	1,15
9	10×16				1,6			7,5	—	9,0	—	72		
10	10×20				2,0			8,5	—	10,0	—	91		
11	12×10				1,2			13,0	—	22	—	70		
12	12×12,5				1,5			13,5	—	24	—	90		
13	12×16	8	23	8	1,9	1,8	23	15,0	—	26	—	115	0,19	1,1
14	12×20				2,4			16,5	—	28	—	150		
15	12×25				3,0			18,5	—	32	—	180		

16	16×12,5				2,0			21	—	39	—	135		
17	16×16				2,6			22	13	42	25	175		
18	16×20	9	26	10	3,2	2,3	31	24	16	45	28	215	0,21	1,05
19	16×25				4,0			27	18	50	33	270		
20	16×32				5,1			30	22	56	39	350		
21	20×16				3,2			47	—	110	—	290		
22	20×20				4,0			51	31	120	68	370		
23	20×25	12	36	13	5,0	4,3	55	55	36	130	81	440	0,25	1,0
24	20×32				6,4			61	41	140	94	580		
25	20×40				8,0			68	49	150	110	730		
26	25×20				5,0			92	—	0,24	—	0,57		
27	25×25				6,3			100	60	0 25	0,16	0,71		
28	25×32	15	45	16	8,0	6,8	85	110	70	0,28	0,18	0,91	0,28	0,95
29	25×40				10,0			120	83	0,30	0,21	1,1		
30	25×50				12,5			135	96	0,34	0,24	1,4		

Параметры, одинаковые для всех групп ряда (даны в порядке расположения сердечников в группе)

Сердечники	β	$\varepsilon=\varepsilon_0$ ($\varepsilon_0 i_1$)	$V_c/V_к$
Первый	1,4	0,7	0,9
Второй	1,5	0,7	1
Третий	1,8	0,8	1,2
Четвертый	2,1	0,8	1,3
Пятый	2,4	0 8	1,5

Примечания: 1. См. примечания 1—5 к табл. П14.1.

2. Вес G_c подсчитан при k_c=0,93.

3. В ряд ШЛМ дополнительно введены две группы: ШЛМ32 (c=18, h=55, b=25, 32, 40, 50 *мм*) и ШЛМ40 (c=20, h=72, b=32, 40, 50, 64 *мм*).

Таблица П14.5а

К расчету БТ на сердечниках ШЛМ по табл. П14.5 *

Типоразмер $a \times b$, *мм*		Габаритный критерий $Cr_т$ для заданных		$P_т$, B, j_2, p_c, $p_к$ при типовых условиях: $f=50$ *гц*, $u=0,1$ или $\tau_м=50$ *град*							$G=G_c+G_к$, *г*, *кг*	
ПЗ	НЗ	u	$\tau_м$ (ТВР)	$\tau_м$ или u	$P_т$, *ва*	$p_к$, *вт*, ($p_{ка}$)	p_c, *вт*	B, *тл*	j_2, *а/мм²* ПЗ	j_2, *а/мм²* НЗ	ПЗ	НЗ
8×6,5		0,07	0,16	$\tau_м < 50$ *град*	0,04	$3 \cdot 10^{-3}$	0,06		0,6		20	
8×8		0,10	0,20		0,05	$5 \cdot 10^{-3}$	0,07		0,7		25	
8×10	—	0,14	0,25		0,07	$7 \cdot 10^{-3}$	0,09	1,5	0,9	—	30	—
8×12,5		0,20	0,31		0,10	0,010	0,11		1,0		40	
8×16		0,29	0,40		0,15	0,014	0,14		1,2		50	
10×8		0,33	0,44		0,18	0,02	0,12		0,8		45	
10×10		0,48	0,55		0,26	0,03	0,15		1,0		55	
10×12,5	—	0,68	0,62		0,37	0,04	0,19	1,55	1,1	—	65	—
10×16		1,00	0,89		0,55	0,06	0,24		1,3		80	
10×20		1,45	1,10		0,78	0,08	0,31		1,5		100	
12×10		1,5	1,1		0,85	0,08	0,27		1,0		100	
12×12,5		2,1	1,4		1,25	0,12	0,34		1,2		120	
12×16	—	3,1	1,8		1,8	0,18	0,44	1,6	1,4	—	150	—
12×20		4,5	2,3		2,6	0,26	0,55		1,6		180	
12×25		6,3	2,9		3,7	0,36	0,68		1,8		220	

16×12,5	×16	4,8	2,4	$u=0,1$,	2,8	0,27	0,5		1,3	1,6	180	200
16×16	×20	7,5	3,1		4,4	0,42	0,6		1,5	1,8	220	240
16×20	×25	11	3,9		6,1	0,58	0,8	1,6	1,9	2,2	260	300
16×25	×32	15	4,9		8,6	0,82	1,0		2,2	2,4	320	390
16×32	—	21	6,2		12,4	1,2	1,2		2,5	—	410	—
20×16	×20	20	6,5		11	1,2	1,1		1,7	2,1	400	430
20×20	×25	29	8,5		17	1,7	1,4		2,0	2,4	490	520
20×25	×32	42	10,5		24	2,4	1,6	1,6	2,3	2,7	560	670
20×32	×40	62	13,0		36	3,6	2,1		2,7	3	720	790
20×40	—	87	16,5		50	5,0	2,6		3,1	—	880	—
25×20	×25	70	15		40	4,0	2,0	1,6	2,1	2,6	0,80	0,87
25×25	×32	100	19		60	5,9	2,6		2,5	3,0	0,96	1,09
25×32	×40	150	24	$\tau_м=50$ *град*	72	7,3	3,3		2,7	3,1	1,20	1,30
25×40	×50	210	30		90	7,7	4,0	1,6	2,7	3,0	1,40	1,55
25×50	—	300	37		110	8,2	4,8		2,7	—	1,80	—

* См. примечания 1—7,9 к табл. П14.1 *а*.

Таблица П14.6

Стержневые ленточные сердечники ПЛМ по НПО.666.001 для т. м. м. наименьшего веса и стоимости (50 *гц*)

№ п/п	Типоразмер $a \times b \times h$, *мм*	Размеры и справочные величины для расчета									
		c, *мм*	l_c, *см*	s_c, *см*²	$s_{ок}$, *см*²	$П_к$, *см*²	$V_к$, *см*³	$G_к$, *кг*	G_c, *кг*	$k_{ок}$	$10^3 \alpha_{0h}$
1	22×32×28	19	16	7,1	5,3	105	75	0,17	0,8	0,26	1,2
2	22×32×36		18		6,8	125	95	0,22	0,9		1,15
3	22×32×46		20		8,7	150	120	0,29	1,0		1,1
4	22×32×58		22		11	185	150	0,37	1,1		1,05
5	27×40×36	24	21	11	8,7	170	150	0,37	1,6	0,29	1,15
6	27×40×46		23		11	190	190	0,49	1,7		1,1
7	27×40×58		25		13,9	240	240	0,63	1,9		1,05
8	27×40×73		28		17,5	290	300	0,80	2,2		1,05
9	34×50×46	30	26	17	13,8	270	300	0,8	3,1	0,31	1,1
10	34×50×58		29		17,4	320	380	1,0	3,4		1,05
11	34×50×73		32		21,9	380	470	1,3	3,8		1,05
12	34×50×90		35		27	450	580	1,7	4,2		1,0

Параметры, одинаковые для всех групп ряда (даны в порядке расположения сердечников в группе)

Сердечник	β	ε_0 $(\varepsilon_0 i_1)$	$V_c/V_к$
Первый	1	0,8	1,5
Второй	0,8		1,3
Третий	0,65		1,2
Четвертый	0,55		1,1

Примечания: 1. См. примечания к табл. П14.1.
2. Вес G_c подсчитан при $k_c = 0{,}93$.

Таблица П14.6а

К расчету СТ на сердечниках ПЛМ по табл. П14.6*

Типоразмер $a \times b \times h$, *мм*	Габаритный критерий $Cr_т$ для заданных: u	Габаритный критерий $Cr_т$ для заданных: $\tau_м$ (ТВР)	$P_т$, B, j_2, $p_с$, $p_к$ при типовых условиях: $f = 50$ *гц*, $u = 0,1$ или $\tau_м = 50$ *град*: u или $\tau_м$	$P_т$, *ва*	$p_к$ ($p_{ка}$), *вт*	$p_с$, *вт*	B, *тл*	j_2, *а/мм²*	$G = G_с + G_к$, *кг*
22×32×28	95	20	$u = 0,1$	56	5,6	2,9	1,6	3,2	1,0
22×32×36	130	24		74	7,4	3,2			1,1
22×32×46	170	29		95	9,7	3,6			1,3
22×32×58	220	34	$\tau_м = 50$ *град* ($u < 0,1$)	105	10,4	4	1,6	2,9	1,5
27×40×36	350	47		145	12,0	5,7	1,6	3,1	2,0
27×40×46	440	55		165	12,4	6,2		2,8	2,2
27×40×58	570	65		200	13,4	6,9		2,5	2,5
27×40×73	740	77		230	14,6	7,8		2,3	3,0
34×50×46	1100	105		310	16,8	11	1,6	2,5	3,9
34×50×58	1450	125		370	17,7	12		2,3	4,5
34×50×73	1900	145		420	18,4	14		2,1	5,1
34×50×90	2400	165		490	19,7	15		1,9	5,9

* См. примечания 1—6,9 к табл. П14.1*а*.

Таблица П14.7

Броневые ленточные сердечники ШЛР по НО.666.004 для т.м.м. наименьшей стоимости (50 *гц*)

№ п/п	Типоразмер $a \times b$, *мм*	Размеры и справочные величины для расчета										$10^3 \alpha_{oh}$
		c, *мм*	h, *мм*	l_c, *см*	s_c, *см*^{2}	$s_{ок}$, *см*^{2}	$П_к$, *см*^{2}	$V_к$, *см*^{3}	$G_к$, *г*	G_c, *г*	$k_{ок}$	
1	10×12,5				1,25			9,5	14	60		
2	10×16	7	20	7	1,6	1,4	17	10,5	15	77	0,16	1,1
3	10×20				2,0			11,5	17	96		
4	12×20				2,4			18	30	140		
5	12×25	8	25	9	3,0	2	24	20	35	175	0,19	1,05
6	12×32				3,8			23	40	220		
7	16×20				3,2			25	45	240		
8	16×25	8	32	11	4,0	2,6	33	28	50	300	0,2	1,0
9	16×32				5,1			31	55	390		
10	16×40				6,4			35	65	480		

11	20×25				5,0			49	100	470		
12	20×32	10	40	13	6,4	4	51	54	110	600	0,23	1,0
13	20×40				8,0			61	125	750		
14	20×50				10,0			70	145	940		

Параметры, одинаковые для всех групп ряда (даны в порядке расположения сердечников в группе)

Сердечники	β *	ε_0 ($\varepsilon_0 i_1$)	$V_c/V_к$ *
Первый	1,9	0,8	1,4
Второй	2,3		1,6
Третий	2,7		1,8
Четвертый	3,1		2,0

* Кроме первой группы.

Примечания: 1. См. примечания 1—4 к табл. П14.1.
2. Вес G_c подсчитан при $k_c = 0,9 \div 0,93$.
3. Вместо или в дополнение к ряду ШЛР возможно применение ряда ШЛМ по табл. П14.5.

Таблица П14.7а

К расчету БТ на сердечниках ШЛР по табл. П14.7 *

Типоразмер $a \times b$, *мм*	Габаритный критерий $Cr_т$ для заданных		$P_т$, B, j_2, $p_с$, $p_к$ при типовых условиях: $f = 50$ *гц*, $u = 0,1$						$G = G_с + G_к$ *г*, *кг*
	u	$\tau_м$ (ТВР)	u	$P_т$, *ва*	$p_к$, *вт* ($p_{ка}$)	$p_с$, *вт*	B, *тл*	j_2, *а/мм²*	
10×12,5	1,0	0,9	$u = 0,1$ ($\tau_м < 50$ *град*)	0,5	0,05	0,2		1,0	75
10×16	1,5	1,2		0,8	0,07	0,3	1,5	1,2	90
10×20	2,2	1,4		1	0,11	0,3		1,3	110
12×20	5	2,4		2,4	0,24	0,5		1,4	170
12×25	7	3,0		3,3	0,33	0,6	1,5	1,7	210
12×32	10	3,9		4,8	0,47	0,7		1,9	260
16×20	11	4,2		6	0,6	0,8		2,0	290
16×25	15	5,2		8,5	0,8	1,0	1,55	2,2	350
16×32	22	6,7		12	1,2	1,3		2,6	440
16×40	31	8,3		17	1,7	1,6		2,9	540
20×25	38	10		22	2,2	1,7		2,5	0,57
20×32	55	12		32	3,2	2,2	1,6	2,9	0,71
20×40	77	15		45	4,5	2,7		3,2	0,88
20×50	105	19		62	6,2	3,4		3,6	1,10

* См. примечания 1—6,9 к табл. П14.1*а*.

Таблица П14.8

Стержневые ленточные сердечники ПЛР по НО.666.004 для т.м.м. наименьшей стоимости (50 *гц*)

№ п/п	Типоразмер $a\times b$, *мм*	Размеры и справочные величины для расчета										
		c, *мм*	h, *мм*	$l_с$, *см*	$s_с$, *см*^{2}	$s_{ок}$, *см*^{2}	$П_к$, *см*^{2}	$V_к$, *см*^{3}	$G_к$, *г*, *кг*	$G_с$, *г*, *кг*	$k_{ок}$	$10^3\cdot\alpha_{0h}$
1	10×12,5	8	32	11	1,2	2,6	42	15	16	100	0,12	1,2
2	10×16				1,6		45	17	18	130		
3	10×20				2,0		48	19	20	160		
4	10×25				2,5		51	21	23	200		
5	12,5×16	10	40	14	2,0	4	66	29	45	190	0,17	1,15
6	12,5×20				2,5		70	32	50	250		
7	12,5×25				3,1		74	36	55	310		
8	12,5×32				4,0		81	42	65	400		
9	14×20	11,5	45	16	2,8	5,2	86	44	80	310	0,20	1,1
10	14×25				3,5		92	49	90	390		
11	14×32				4,5		99	57	100	500		
12	14×36				5,0		103	61	110	570		
13	16×20	16	60	20	3,2	9,6	140	93	210	460	0,25	1,05
14	16×25				4,0		150	103	230	580		
15	16×32				5,1		160	117	260	740		
16	16×40				6,4		170	132	300	930		
17	18×25	18	71	24	4,5	13	190	146	0,36	0,75	0,27	1,05
18	18×32				5,8		200	164	0,40	0,95		
19	18×40				7,2		215	184	0,45	1,2		
20	18×45				8,1		220	197	0,48	1,4		

Продолжение табл. П14.8

№ п/п	Типоразмер $a \times b$, *мм*	Размеры и справочные величины для расчета										
		c, *мм*	h, *мм*	l_c, *см*	s_c, *см²*	$s_{ок}$, *см²*	$П_к$, *см²*	$V_к$, *см³*	$G_к$, *кг*	G_c, *кг*	$k_{ок}$	$10^3 \cdot \alpha_{oh}$
21	21×36	25	85	29	7,6	21	310	332	0,90	1,5	0,30	1,0
22	21×40				8,4		315	343	0,93	1,7		
23	21×45				9,5		325	364	0,98	1,9		
24	25×40	28	100	34	10,0	28	410	490	1,3	2,4	0,31	1,0
25	25×45				11,3		420	515	1,4	2,7		
26	25×50				12,5		430	545	1,5	3,0		
27	28×40	32	120	39	11,2	38	540	715	2,1	3,1	0,32	0,95
28	28×45				12,6		550	755	2,2	3,5		
29	28×50				14,0		570	790	2,3	3,9		

Параметры, одинаковые для всех групп ряда (даны в порядке расположения сердечников в группе)

Сердечник	β *	ε_0 ($\varepsilon_0 i_1$)	$V_c/V_к$ *
первый	0,35	0,8	0,7
второй	0,35		0,7
третий	0,4		0,8
четвертый	0,4		0,85

* Кроме трех первых групп.

Примечания: 1. См. примечания 1—4 к табл. П14.1.

2. Вес G_c подсчитан при $k_c = 0{,}93$.

3. Вместо пяти последних групп ряда ПЛР при частоте 50 *гц* целесообразно применять сердечники ПЛ по табл. П14.2 или ПЛМ по табл. П14.6.

43—518

Таблица П14.8а

К расчету СТ на сердечниках ПЛР по табл. П14.8

Типоразмер $a \times b$, *мм*	Габаритный критерий $Cr_т$ для заданных		$P_т$, B, j_2, $p_с$, $p_к$ при типовых условиях: $f = 50$ *гц*, $u = 0{,}1$ или $\tau_м = 50$ *град*						$G = G_с + G_к$, *г*, *кг*
	u	$\tau_м$ (ТВР)	u или $\tau_м$	$P_т$, *ва*	$p_к$ ($p_{ка}$), *вт*	$p_с$, *вт*	B, *тл*	j_2, *а/мм²*	
10×12,5	1,7	1,5	$u = 0{,}1$ ($\tau_м < 50$ *град*)	0,9	0,1	0,3	1,5	1,3	120
10×16	2,5	1,8		1,2	0,12	0,4		1,5	150
10×20	3,4	2,3		1,8	0,17	0,5		1,7	180
10×25	4,8	2,8		2,4	0,24	0,6		1,8	230
12,5×16	7,5	3,8		3,8	0,4	0,6	1,5	1,6	230
12,5×20	10,5	4,7		5,3	0,5	0,8		1,8	300
12,5×25	14	5,7		7,3	0,7	1,0		2,0	370
12,5×32	20	7,3		10	1	1,3		2,3	460
14×20	20	7,3		12	1,2	1,1	1,55	2,1	400
14×25	30	9,0		16	1,6	1,3		2,4	480
14×32	45	11,5		24	2,3	1,7		2,7	600
14×36	50	12,5		27	2,7	1,9		2,8	680
16×20	50	14		29	2,9	1,7	1,6	2,0	0,7
16×25	70	17		41	4,1	2,1		2,3	0,8
16×30	100	21		59	5,9	2,7		2,6	1,0
16×40	150	26		82	8,2	3,3		2,9	1,2

Продолжение табл. П14.8а

Типоразмер $a \times b$, *мм*	Габаритный критерий $Cr_т$ для заданных		$P_т$, B, j_2, $p_с$, $p_к$ при типовых условиях: $f = 50$ *гц*, $u = 0,1$ или $\tau_м = 50$ *град*						$G = G_с + G_к$, *кг*
	u	$\tau_м$ (ТВР)	u или $\tau_м$	$P_т$, *ва*	$p_к$ ($p_{ка}$), *вт*	$p_с$, *вт*	B, *тл*	j_2, *а/мм²*	
18×25	120	24		70	7	2,7	1,6	2,4	1,1
18×32	180	30		105	10,4	3,5		2,8	1,4
18×40	250	37	$\tau_м = 50$ *град* ($u < 0,1$)	115	11	4,3		2,7	1,7
18×45	300	41		130	11	4,8	1,6	2,7	1,8
21×36	480	58		190		5,5		2,2	2,4
21×40	570	64		200	15	6,1	1,6	2,1	2,6
21×45	680	72		220		6,9		2,1	3,4
25×40	1000	95		300		8,5			3,7
25×45	1250	110		340	18	9,6	1,6	1,9	4,1
25×50	1400	120		360		11			4,5
28×40	1700	135		430		11			5,2
28×45	2000	155		480	22	13	1,6	1,7	5,7
28×50	2400	170		510		14			6,2

Примечания: 1. См. примечания 1—6,9 к табл. П14.1*а*.
2. Вместо пяти последних групп ряда ПЛР при частоте 50 *гц* целесообразно применять сердечники ПЛ при использовании ТНЗО (табл. 14.2*а*) или ПЛМ (табл. П14.6*а*).

Таблица П14.9

Броневые шихтованные сердечники УШ с уширенным ярмом по НИО.010.005 для т.м.м. наименьшей стоимости (50 *гц*)

№ п/п	Типоразмер $a \times b$, *мм*	Размеры и справочные величины для расчета												
		$c=a_я$, *мм*	h, *мм*	$l_с$, *см*	$s_с$, *см²*	$s_{ок}$, *см²*	$П_к$, *см²*	$V_к$, *см³* ПЗ	$V_к$, *см³* НЗ	$G_к$, *г, кг* ПЗ	$G_к$, *г, кг* НЗ	$G_с$, *г, кг*	$k_{ок}$	$10^3 \cdot \alpha_{0h}$
1	10×10				1,0			7,1	—	9		65		
2	10×15	6,5	18	6	1,5	1,2	15	8,2	—	11	—	95	0,14	1,15
3	10×20				2,0			9,4	—	12		125		
4	12×12				1,5			13	—	21		110		
5	12×18	8	22	7	2,2	1,8	22	15	—	24	—	165	0,18	1,1
6	12×24				2,9			17	—	28		220		
7	14×14				2,0			19	—	34		165		
8	14×21	9	25	8	3,0	2,3	28	22	—	40	—	250	0,20	1,05
9	14×28				3,9			25	—	46		335		
10	16×16				2,6			27	—	54	—	240		
11	16×24	10	28	9	3,9	2,8	36	32	14	63	27	360	0,22	1,05
12	16×32				5,1			36	21	71	41	480		
13	19×19				3,6			45	—	100	—	410		
14	19×28	12	33,5	11	5,3	4	51	53	23	125	50	610	0,25	1,0
15	19×38				7,2			61	34	140	78	820		
16	22×22				4,9			72	—	0,18	—	0,64		
17	22×33	14	39	12	7,3	5,5	70	84	36	0,21	0,09	0,96	0,27	1,0
18	22×44				9,7			96	55	0,24	0,14	1,3		

Продолжение табл. П14.9

№ п/п	Типоразмер $a \times b$, *мм*	Размеры и справочные величины для расчета												
		$c = a_я$, *мм*	h, *мм*	$l_с$, *см*	$s_с$, *см²*	$s_{ок}$, *см²*	$П_к$, *см²*	$V_к$, *см³*		$G_к$, *кг*		$G_с$, *кг*	$k_{ок}$	$10^3 \cdot \alpha_{oh}$
								ПЗ	НЗ	ПЗ	НЗ			
19	26×26				6,8			125	—	0,33	—	1,1		
20	26×39	17	47	15	10,1	8	100	145	63	0,38	0,17	1,7	0,29	0,95
21	26×52				13,5			165	94	0,43	0,25	2,2		
22	30×30				9,0			180	—	0,49	—	1,6		
23	30×45	19	53	17	13,5	10	125	210	90	0,57	0,25	2,4	0,3	0,95
24	30×60				18,0			240	135	0,65	0,37	3,2		
25	35×35				12,3			285	—	0,79	—	2,5		
26	35×52	22	61,5	20	18,2	14	170	330	145	0,93	0,4	3,8	0,31	0,9
27	35×70				24,5			380	215	1,06	0,6	5,1		
28	40×40				16,0			420	—	1,2	—	3,7		
29	40×60	25	70	23	24,0	18	230	490	210	1,4	0,6	5,6	0,32	0,9
30	40×80				32,0			570	320	1,6	0,91	7,5		

Параметры, одинаковые для всех групп ряда (даны в порядке расположения сердечников в группе)

Сердечник	β	$\varepsilon = \varepsilon_0$ $(\varepsilon_0 i_1)$	$V_с/V_к$
Первый	1,2	0,7	1,2
Второй	1,3	0,8	1,3
Третий	1,4	0,8	1,4

Примечания: 1. См. примечания 1—5 к табл. П14.1.
2. Вес $G_с$ подсчитан при $k_с = 0{,}93$.
3. На сердечниках ряда УШ рекомендуется проектировать ТНЗО.
4. $a_я$ — ширина ярем, $l_с$ — эквивалентная величина для расчетов по индукции среднего стержня B.

Таблица П14.9а

К расчету БТ на сердечниках УШ по табл. П14.9

Типоразмер $a \times b$, *мм*		Габаритный критерий $Cr_т$ для заданных		$P_т$, B, $p_с$, $p_к$, j_2 при типовых условиях: $f = 50$ *гц*; $u = 0,1$ или $\tau_м = 50$ *град*						
ПЗ	НЗ	u	$\tau_м$ (ТВР)	$\tau_м$ или u	$P_т$, *ва*	$p_к$, *вт* ($p_{ка}$)	$p_с$, *вт*	B, *тл*	j_2, *а/мм²* ПЗ	j_2, *а/мм²* НЗ
10×10		0,5	0,6	$u = 0,1$, $\tau_м < 50$ *град*	0,16	0,02	0,1		0,7	
10×15	—	1,1	0,8		0,30	0,03	0,1	1,15	0,9	—
10×20		1,6	1,0		0,48	0,05	0,2		1,1	
12×12		1,8	1,2		0,6	0,06	0,2		0,9	
12×18	—	3,4	1,7		1,2	0,12	0,3	1,25	1,2	—
12×24		5,4	2,3		2,0	0,19	0,4		1,4	
14×14		4	2,1		1,7	0,2	0,3		1,1	
14×21	—	8	3,0		3,1	0,3	0,4	1,3	1,5	—
14×28		12	3,8		4,7	0,5	0,6		1,7	
16×16	×24	9	3,4		3,5	0,4	0,4		1,3	1,9
16×24	×32	17	4,9		6,7	0,7	0,7	1,32	1,7	2,1
16×32	—	26	6,2		10	1,0	0,9		2	—
19×19	×28	23	6,5		9	1,0	0,8		1,6	2,3
19×28	×38	43	9,2		18	1,8	1,1	1,35	2,0	2,5
19×38	—	69	12		29	2,8	1,5		2,5	—
22×22	×33	55	11		24	2,4	1,3	1,4	1,9	2,8
22×33	×44	105	16		46	4,6	1,9		2,5	3,1
22×44	—	160	21		55	5,2	2,5	1,4	2,5	—

Типоразмер $a \times b$, *мм*		Габаритный критерий $Cr_т$ для заданных		$P_т$, B, $p_с$, $p_к$, j_2 при типовых условиях: $f = 50$ *гц*; $u = 0,1$ или $\tau_м = 50$ *град*						
ПЗ	НЗ	u	$\tau_м$ (ТВР)	$\tau_м$ или u	$P_т$, *ва*	$p_к$, *вт* ($p_{ка}$)	$p_с$, *вт*	B, *тл*	j_2, *а/мм²* ПЗ	j_2, *а/мм²* НЗ
26×26 26×39 26×52	×39 ×52	140 260 400	21 30 39	$\tau_м = 50$ *град*, $u < 0,1$	60 85 100	7,0 6,6 6,4	2,3 3,5 4,6	1,45	2,4 2,2 2,1	3,5 2,8 —
30×30 30×45 30×60	×45 ×60 —	270 520 810	34 49 63		100 135 165	8,5 7,9 7,3	3,6 5,4 7,3	1,5	2,1 2,0 1,8	3,0 2,5 —
35×35 35×52 35×70	×52 ×70 —	610 1170 1800	60 85 110		170 225 270	10 9 8	6 9 13	1,6	1,9 1,7 1,5	2,8 2,1 —
40×40 40×60 40×80	×60 ×80 —	1200 2300 3600	95 135 170		280 360 390	12 10 8	10 15 20	1,65	1,6 1,4 1,2	2,3 1,8

Примечания: 1. См. примечания 1—7 к табл. П14.1*а*.
2. Типовые значения мощности $P_т$ рассчитаны при эквивалентной величине $p_1 = 1$ *вт/кг* ($p_с = p_1 G_с$).
3. На сердечниках ряда УШ рекомендуется проектировать ТНЗО при $c_\Delta \approx 0.7$.

Таблица П14.10

Броневые шихтованные сердечники Ш с уменьшенной высотой окна по НО.666.000 для т.м.м. наименьшего веса и стоимости *

№ п/п	Типоразмер $a \times b$, *мм*	Размеры и справочные величины для расчета												
		c, *мм*	h, *мм*	$l_с$, *см*	$s_с$, *см*^{2}	$s_{ок}$, *см*^{2}	$П_к$, *см*^{2}	$V_к$, *см*^{3}		$G_к$, *г*, *кг*		$G_с$, *г*, *кг*	$k_{ок}$	$10^3 \alpha_{0h}$
								ПЗ	НЗ	ПЗ	НЗ			
1	12×10				1,2			12	—	34	—	65		
2	12×12				1,5			18	—	37	—	80		
3	12×16	12	18	8	1,9	2,2	28	20	5	40	13/20	100	0,22	1,15
4	12×20				2,4			22	12	42	24	130		
5	12×25				3,0			24	14	47	27	165		
6	12×32				3,8			27	16	53	32	210		
7	16×10				1,6			40	—	95	—	115		
8	16×12				1,9			41	—	98	—	140		
9	16×16				2,6			44	14/23	106	33/54	190		
10	16×20	16	24	11	3,2	3,8	50	47	26	112	64	230	0,26	1,1
11	16×25				4,0			51	30	123	70	290		
12	16×32				5,1			57	34	134	83	370		
13	16×40				6,4			63	41	145	100	460		
14	20×12				2,4			76	—	204	—	220		
15	20×16				3,2			81	—	215	—	290		
16	20×20				4,0			87	27/45	227	72/120	360		
17	20×25	20	30	13	5,0	6,0	78	93	52	244	136	450	0,29	1,05
18	20×32				6,4			100	60	268	154	580		
19	20×40				8,0			110	66	290	180	720		
20	20×50				10,0			125	80	325	210	900		
21	25×16				4,0			150	—	0,42	—	0,45		
22	25×20				5,0			160	—	0,44	—	0,55		
23	25×25				6,3			170	50/90	0,47	0,15/0,25	0,7		
24	25×32	25	37,5	17	8,0	9,4	125	180	100	0,5	0,28	0,9	0,31	1,0
25	25×40				10,0			195	115	0,55	0,32	1,1		
26	25×50				12,5			215	130	0,60	0,37	1,4		
27	25×64				16,0			240	160	0,67	0,44	1,8		

Продолжение табл. П14.10

№ п/п	Типоразмер $a \times b$, мм	Размеры и справочные величины для расчета												
		c, мм	h, мм	l_c, см	s_c, см²	$s_{ок}$, см²	$П_к$, см²	$V_к$, см³		$G_к$, кг		G_c, кг	$k_{ок}$	$10^3\alpha_{oh}$
								ПЗ	НЗ	ПЗ	НЗ			
28	32×20				6,4			315	—	0,92	—	0,95		
29	32×25				8,0			330	—	0,98	—	1,15		
30	32×32				10,2			350	110/180	1,04	0,32/0,54	1,5		
31	32×40	32	48	21	12,8	15	200	375	210	1,10	0,63	1,8	0,33	0,95
32	32×50				16,0			410	240	1,21	0,70	2,3		
33	32×64				20,4			450	275	1,32	0,81	2,9		
34	32×80				25,6			500	330	1,44	0,97	3,7		
35	40×25				10,0			630	—	1,90	—	1,8		
36	40×32				12,8			660	—	1,95	—	2,3		
37	40×40				16,0			690	220/360	2,05	0,7/1,1	2,9		
38	40×50	40	60	27	20,0	24	315	750	420	2,20	1,2	3,6	0,34	0,9
39	40×64				25,6			810	470	2,40	1,4	4,6		
40	40×80				32,0			870	540	2,60	1,6	5,8		
41	40×100				40,0			960	640	2,90	1,9	7,2		

Параметры, одинаковые для всех групп ряда (даны в порядке расположения сердечников в группе)

Сердечник	β	$\varepsilon = \varepsilon_0$ $(\varepsilon_0 i_1)$	$V_c/V_к$	для ТЕР	
				ν_0	$Б_0$
Первый	0,9	0,6	0,5	1,7	2,2
Второй	1,1	0,6	0,6	1,8	2,4
Третий	1,2	0,6	0,7	1,9	2,6
Четвертый	1,4	0,7	0,8	2,0	2,8
Пятый	1,6	0,7	0,9	2,1	3,1
Шестой	1,9	0,7	1,0	2,2	3,4
Седьмой	2,2	0,7	1,1	2,3	3,7

* См. примечания 1—8 к табл. П14.1

Таблица П14.10а

К расчету БТ на сердечниках Ш с уменьшенной высотой окна по табл. П14.10 *

№ п/п	Типоразмер $a \times b$, *мм*		Габаритный критерий $Cr_т$ для условий			$P_т$, B, j_2 при типовых условиях								$G = G_c + G_к$, *г*, *кг*	
						$f = 50$ *гц*, $u = 0,1$ или $\tau_м = 50$ *град*					$f = 400$ *гц*, $\tau_м = 50$ *град*				
	ПЗ	НЗ	Задано u	Задано $\tau_м$ ТВР	Задано $\tau_м$ ТЕР	$\tau_м$ или u	$P_т$, *ва*	B, *тл*	j_2, *а/мм²* ПЗ	j_2, *а/мм²* НЗ	$P_т$, *ва*	B, *тл*	j_2, *а/мм²*	ПЗ	НЗ
1	12×10	—	1,8	1,4	0,4	$u = 0,1$, $\tau_м < 50$ *град*	0,7	1,3	0,7	—	23	1,30	3,4	100	—
2	12×12		2,6	1,7	0,5		1,0		0,8		27	1,25	3,3	115	
3	12×16		3,8	2,5	0,6		1,4		0,9		31	1,15	3,2	140	
4	12×20		5,5	3,1	0,7		2,0		1,1		35	1,05	3,1	170	
5	12×25		8,0	3,7	0,8		2,9		1,2		40	1,00	3,0	210	
6	12×32		11,0	4,7	1,0		4,2		1,4		45	1,00	2,9	265	
7	16×10	16×16	5	3,1	0,9		2	1,4	0,7	1,2	45	1,25	2,3	210	220
8	16×12	16×16	7	3,4	1,1		3		0,8	1,3	50	1,20	2,2	240	245
9	16×16	16×20	12	4,2	1,3		4,5		1,1	1,4	60	1,15	2,1	295	295
10	16×20	16×25	17	5,4	1,5		7		1,3	1,6	70	1,05	2,1	345	360
11	16×25	16×32	24	7,7	1,8		10		1,5	1,8	80	0,95	2,1	415	450
12	16×32	16×40	35	11	2,0		15		1,8	2,1	90	0,90	2,0	505	560
13	16×40	—	50	13	2,5		22		2,0	—	100	0,85	2,0	605	—
14	20×12	20×20	16	7	1,7		7	1,4	0,9	1,5	85	1,1	1,9	0,43	0,43
15	20×16	20×20	27	9	2,2		10		1,2	1,6	100	1,0		0,51	0,48
16	20×20	20×25	40	11	2,7		15		1,4	1,9	115	0,95		0,59	0,59
17	20×25	20×32	57	14	3,2		23		1,6	2,1	135	0,9		0,7	0,73
18	20×32	20×40	85	18	3,7		35		1,9	2,4	160	0,85		0,85	0,90
19	20×40	20×50	122	23	4,5		53		2,3	2,8	190	0,8		1,01	1,11
20	20×50	—	170	29	5,0		78		2,5	—	215	0,75		1,23	—

Продолжение табл. П14.10а

№ п/п	Типоразмер $a \times b$, *мм*		Габаритный критерий $Cr_т$ для условий			$P_т$, B, j_2 при типовых условиях								$G = G_с + G_к$, *кг*	
						$f = 50$ *гц*, $u = 0,1$ или $\tau_м = 50$ *град*					$f = 400$ *гц*, $\tau_м = 50$ *град*				
	ПЗ	НЗ	Задано u	Задано $\tau_м$		$\tau_м$ или u	$P_т$, *ва*, *ква*	B, *тл*	j_2, *а/мм*²		$P_т$, *ва*, *ква*	B, *тл*	j_2, *а/мм*²	ПЗ	НЗ
				ТВР	ТЕР				ПЗ	НЗ					
21	25×16	25×25	58	15	3,6		26		1,2	2,0	175	0,95		0,87	0,85
22	25×20	25×25	86	19	4,4		38	1,4	1,4	2,0	200	0,85		0,99	0,94
23	25×25	25×32	130	23	5,1		58		1,7	2,2	230	0,85		1,17	1,18
24	25×32	25×40	190	31	5,8		86		2,1	2,8	270	0,80	1,6	1,40	1,42
25	25×40	25×50	280	38	6,8		105			2,7	320	0,75		1,65	1,77
26	25×50	25×64	400	50	7,7		130	1,4	2,2	2,6	380	0,70		2,00	2,24
27	25×64	—	570	65	9,0		160			—	440	0,65		2,47	—
28	32×20	32×32	200	34	7,5		100			3,0	360	0,85		1,84	1,82
29	32×25	32×32	300	46	8,5		125			2,5	420	0,75		2,13	2,04
30	32×32	32×40	450	57	9,5		155			2,4	490	0,70		2,54	2,43
31	32×40	32×50	660	77	11	$\tau_м = 50$ *град*, $u < 0,1$	185	1,4	1,8	2,3	570	0,70	1,4	2,9	3,0
32	32×50	32×64	1000	115	14		225			2,2	680	0,65		3,5	3,7
33	32×64	32×80	1400	145	17		280			2,1	810	0,65		4,2	4,6
34	32×80	—	2000	185	19		350			—	960	0,60		5,1	—
35	40×25	40×40	650	80	15		0,21			2,6	0,69	0,75		3,7	3,6
36	40×32	40×40	1050	99	18		0,27			2,0	0,80	0,65		4,2	4,0
37	40×40	40×50	1500	125	21		0,32			1,9	0,94	0,65		5,0	4,8
38	40×50	40×64	2200	160	25		0,40	1,4	1,4	1,9	1,1	0,60	1,2	5,8	6,0
39	40×64	40×80	3300	200	29		0,49			1,8	1,3	0,60		7,0	7,4
40	40×80	40×100	4700	260	33		0,60			1,7	1,5	0,55		8,4	9,0
41	40×100	—	6500	330	37		0,74			—	1,8	0,50		10,1	—

* См. примечания к табл. П14.1б.

Таблица П14.11

Габаритные, установочные размеры и вес низковольтных УТ наименьшего веса на сердечниках ШЛ

Типоразмер (ШЛ ...) $a \times b$, *мм*	Размеры, *мм*							Полный вес УТ, *г*, для групп	
	Установочные (±0,2)	I			II				
		A'	B'	H'	A'	B'	H'	I	II
6×6,5	16×12	33	36	35	30	30	29	45	35
6×8	16×14		38			32		55	45
6×10	16×16		40			34		60	50
6×12,5	16×18		42			36		65	55
8×8	22×18	41	42	42	38	36	36	95	80
8×10	22×20		44			38		115	100
8×12,5	22×22		46			40		146	120
8×16	22×25		50			44		170	140
10×10	28×20	50	48	51	47	42	45	190	160
10×12,5	28×22		50			44		215	180
10×16	28×25		54			48		255	220
10×20	28×30		58			52		310	270
12×12,5	35×22	59	55	58	56	49	52	305	270
12×16	35×25		58			52		365	320
12×20	35×30		62			56		430	380
12×25	35×35		68			62		510	450
16×16	46×30	75	67	74	72	61	68	680	650
16×20	46×35		71			65		790	750
16×25	46×40		76			70		905	850
16×32	46×46		83			77		1020	1000
20×20	58×40	92	79	88	88	73	82	1200	2300
20×25	58×46		84			78		1450	2750
20×32	58×50		91			85		1700	3300
20×40	58×60		99			93		2100	3700

Примечания: 1. Размеры и вес даны предельно возможными.

2. Группа II — с нормльной влагозащитной, группа I — с усиленной (слой компаунда путем напыления).

3. A' — габаритный размер т.м.м. в направлении размеров a и c, B' — в направлении размера b, H' — размера h (оси катушки).

4. Варианты крепления см. по рис. 2.25.

5. Диаметр крепежных отверстий от М2,5 до М5,5.

Таблица П14.12

Габаритные, установочные размеры и вес низковольтных УТ наименьшего веса на сердечниках ПЛ

Типоразмер (ПЛ ...) $a \times b \times h$, *мм*	Размеры, *мм*					Полный вес УТ, *кг*
	установочные		габаритные			
	вариант 1 (±0,2)	вариант 2 $(^{+4}_{-3})$	A'	B'	H'	
16×32×65	50×68	50×85	91	70	111	2,10
16×32×80		50×100			125	2,45
20×40×50	60×85	60×74	113	85	105	2,95
20×40×60		60×84			115	3,40
20×40×80		60×104			135	3,80
20×40×100		60×124			155	4,75
25×50×65	75×110	75×99	139	103	130	5,25
25×50×80		75×114			145	6,30
25×50×100		75×134			165	7,30

Примечания: 1. См. примечания 1—3 к табл. П14.11.
2. Конструкцию УТ см. на рис. 2.26.
3. Исполнение УТ — только по группе II.
4. Вариант 1 — вертикальное расположение, вариант 2 — горизонтальное

ПРИЛОЖЕНИЕ 8

Размеры и справочные величины для рядов сердечников, необходимые при расчете специальных согласующих (выходных) трансформаторов

Таблица П16.1

Стержневые ленточные сердечники ПЛ для выходных трансформаторов

№ п/п	Типоразмер $a \times b \times h$, *мм*	Размеры и справочные величины для расчета								
		c, *мм*	$l_с$, *см*	$s_с$, *см*²	$s_{ок}$, *см*²	$П_к$, *см*²	β $П_с/П_к$	$V_к$, *см*³	$G_с$, *кг*	$10^3\,\alpha_{oh}$, *вт*/(*см*²·*град*)
1	15×10×30	10	13	1,5	3	50	0,62	20	0,12	1,15
2	15×10×50	20	19	1,5	10	120	0,33	80	0,17	1,1
3	15×20×50	20	19	3,0	10	140	0,39	100	0,35	1,1
4	15×10×100	40	33	1,5	40	380	0,15	450	0,30	0,95
5	20×20×64	50	30	4	32	390	0,28	500	0,72	1,0
6	30×20×120	40		6	48	560	0,29	800	1,5	
7	30×30×100	64	42	9	64	770	0,30	1400	2,4	0,95
8	30×60×100	64		18	64	870	0,37	1800	4,7	
9	35×30×200			10,5		1700	0,18	4400	4,4	
10	35×60×200	84	68	21	168	1850	0,23	5400	8,8	0,85
11	35×90×200			31		2000	0,27	6400	13,0	
12	45×30×150	64	57	13,5	96	1200	0,32	2400	4,8	0,9
13	45×30×200				128	1400	0,25	3200	5,6	0,85
14	45×60×150		67		96	1300	0,38	3000	9,5	0,9
15	45×60×200	64	67	27	128	1600	0,30	4000	11,2	0,85
16	45×60×390		105		250	2800	0,18	8000	17,6	0,75

Примечания: 1. Основные размеры даны по рис. 5.6.
2. Вес $G_с$ подсчитан при $k_с = 0{,}75$ и $\gamma_с = 8{,}2$ *г/см*³ (сплав 50Н)
3. Значения α_{oh} даны при $t_с{}' = 20°$ С, $\tau = 50$ *град*.

Таблица П16.2

Ленточные магнитопроводы из ПЛ-сердечников для круговых трансформаторов

№ п/п	Типоразмер базового сердечника $a \times b \times h$, *мм*	Число сердечников	Полное сечение $s_с$, *см*²	$П_к$, *см*²	β, $П_с/П_к$	$V_к$, *см*³	$G_с$, *кг*	$D_н$, *мм*	H, *мм*
1	15×10×100	6	9	630	1,2	1100	1,8	160	130
2	30×20×120	3	18	950	1,1	1600	4,6	210	180
3	30×20×120	6	36	1000	2,1	2000	9,2	240	180
4	30×30×100	6	54	1250	2,0	3500	14	300	160
5	45×30×150	5	67,5	2000	1,8	5800	24	350	240
6	45×30×150	8	108	2000	2,9	6500	38	380	240
7	45×30×200	10	135	2600	3,3	9700	56	410	290
8	45×30×390	12	162	4600	3,4	$2 \cdot 10^4$	105	430	480

Примечания: 1. См. примечания 1,2 к табл. П16.1.

2. $D_н$ — габаритный (наружный) диаметр трансформатора, H' — его габаритная высота.

Принятые сокращения терминов

ат. м. м. — автотрансформатор(ы) малой мощности.
БТ — броневой трансформатор.
ВТ — выходной трансформатор.
ЛС — ленточный сердечник.
О — тороидальный шихтованный сердечник.
ОЛ — тороидальный ленточный сердечник.
П — стержневой шихтованный сердечник.
ПЛ — стержневой трансформатор.
СТ —стержневой ленточный сердечник.
1СТ — однокатушечный стержневой трансформатор.
ТВР — трансформатор, работающий в вынужденном тепловом режиме.
ТЕР — трансформатор, работающий в естественном тепловом режиме.
ТЗС — трансформатор с закрытым сердечником.
ТЛ — трехфазный ленточный сердечник.
т. м. м. — трансформатор(ы) малой мощности.
ТНЗО — трансформатор с неполным (оптимальным) заполнением окна катушками.
ТОС — трансформатор с открытым сердечником.
ТТ — тороидальный трансформатор.
3Т — трехфазный трансформатор.
УТ — унифицированный трансформатор.
УШ — броневой шихтованный сердечник с уширенным ярмом.
Ш — броневой шихтованный сердечник с нормальным ярмом.
ШЛ — броневой ленточный сердечник.
ШС — шихтованный сердечник.
Э3... — собирательно стали Э310—Э360 (холоднокатаные).
Э4... — собирательно стали Э41—Э44 (горячекатаные).

Условные обозначения

$Б$ — параметр, характеризующий роль сердечника в охлаждении т. м. м. по выражениям (7.45), (7.51), § 14.3.

$Б_0$, $Б_г$ — значения $Б$ при $\nu = \nu_0$ и типовых условиях.

$Г$ — коэффициент перепада температур внутри катушки (§ 7.5, 7.6, 14.3).

$П$, $П_к$, $П_с$ — поверхность охлаждения, то же катушки и сердечника на фазу.

$Ф$ — геометрический фактор в различной интерпретации.

$Ц$, $ц$ — стоимость фазы т. м. м., удельная стоимость т. м. м. на единицу мощности (§ 5.5).

$ц_к$, $ц_с$ — цена катушек и сердечника в готовом трансформаторе по выражению (5.90).

$Ц_{пр}$, $ц_{пр}$ — полная, удельная присоединенная стоимость т. м. м. на фазу (§ 5.5).

$ц_p$ — стоимость 1 *вт* потерь активной мощности за время $T_1 T_{ок}$ по (5.104), (5.106).

$ц_r$ — стоимость 1 *ва* реактивной мощности за время $T_1 T_{ок}$ по (5.104), (5.106).

$Ц_\Sigma$, $ц_\Sigma$ — полная, удельная синтезирующая (действительная) стоимость т. м. м. на фазу (§ 5.5).

$ц_{\Sigma 1}$, $ц_{\Sigma 2}$ — значения $ц_\Sigma$ при характерных условиях (5.106).

$Э$, $э$ — обобщенный показатель технико-экономической эффективности т. м. м. (вес, объем, вес проводникового материала, стоимость (на фазу), удельный показатель эффективности т. м. м. (§ 5.5)).

$Э_{пр}$, $э_{пр}$ — присоединенные вес и стоимость на фазу, удельные присоединенные вес и стоимость т. м. м. (§ 5.5).

$Э_i$, $э_i$ — $Э$ или $Э_\Sigma$; $э$ или $э_\Sigma$ — по выражениям (5.80) — (5.89).

$Э_\Sigma$, $э_\Sigma$ — обобщенный синтезирующий показатель технико-экономической эффективности т. м. м. (синтезирующие вес и стоимость на фазу), удельный показатель эффективности (§ 5.5).

B — магнитная индукция в сердечнике (амплитудное значение).

B'_s — индукция насыщения.

B_s — практически максимально допустимая величина индукции (предельная рабочая индукция).

B_i — некоторое значение B.

$B_э$, B_Σ — оптимальная индукция для показателей $э$ или $э_\Sigma$ (§ 11.2).

B_g, $B_ц$ — то же для g_Σ или $ц_\Sigma$ (§ 11.2).

c — ёмкость накопителя (гл. 16).

C_i — паразитные емкости (табл. 5.1).

Cr — обобщенный расчетный критерий для выбора сердечника при любых условиях проектирования, выражения (14.30) — (14.32).

$Cr_т$ — аналогичный критерий, определенный для данного типоразмера сердечника, выражения (14.29).

Cr_{au} — критериальный параметр, определяющий размеры т. м. м. при заданном падении напряжения по (9.63).

$Cr_{a\tau}$ — то же при заданном перегреве по (9.64) — (9.65).

Cr_T — критерий для определения тепловой постоянной т. м. м. (по 7.2).

$Д$ — наружный диаметр тороидального сердечника, барометрическое давление окружающей среды.

E — э. д. с. (действующее значение).

F — знак функциональной зависимости.

G — вес т. м. м. на фазу (сумма весов $G_с$ и $G_к$).

$G_к$ — вес материала катушек на фазу.

$G_м$ — вес меди на фазу.

$G_с$ — вес сердечника на фазу.

$G_{гу}$ — вес генераторной установки, питающей т. м. м. (§ 5.5).

$G_{пр}$ — присоединенный вес т. м. м. на фазу (§ 5.5).

H — напряженность магнитного поля в сердечнике (§ 3.1, 5.2).

$H_э$ — то же, эквивалентное значение с учетом зазора по (8.11).

H_i — значение H при индукции B_i.

I — приведенный ток нагрузки, действующее значение (в гл. 15 — ток вторичной обмотки).

I_a, I_r — его активная и реактивная составляющие.

I_m — максимальный ток.

I_0 — полный намагничивающий ток в рабочем режиме (в гл. 15 — средний ток через накопитель за время заряда).

I_{0a}, I_{0r} — его активная и реактивная составляющие.

I_1 — полный первичный ток.

I_{2i} — ток i-й вторичной обмотки.

I — параметр по (9.51).

$K_{эn}$ — групповой коэффициент неоптимальности по (10.7).

$K_{\zeta n}$ — групповой коэффициент вариации по (10.16).

L_1 — индуктивность первичной обмотки.

L_s — индуктивность рассеяния (табл. 5.1).

L_i' — коэффициенты по (7.31), определяющие внутренний перепад температур у ТТ.

N — число вторичных обмоток трансформатора.

N_i — промежуточные коэффициенты в различных выражениях.

P — электромагнитная мощность одной фазы т. м. м.

P_2 — вторичная мощность одной фазы (сумма мощностей нагрузок вторичных обмоток одной фазы).

P_{2i} — мощность i-й вторичной обмотки.

$P_г$ — габаритная мощность т. м. м. по (14.13) на фазу.

$P_т$ — мощность т. м. м., реализуемая на данном типоразмере сердечника при типовых условиях, на фазу.

P_0 — полная намагничивающая мощность в рабочем режиме на фазу.

P_{0a}, P_{0r} — ее активная и реактивная составляющие.

Q — скважность (§ 7.8).

R — общее сопротивление цепи заряда накопителя (гл. 15).

$R_{\text{ог}}$ — ограничительное сопротивление в цепи заряда (гл. 15).

T — постоянная времени нагрева т. м. м. (эквивалентная величина).

$T_{\text{ок}}$ — нормированный срок окупаемости (§ 5.5).

T_1 — продолжительность работы т. м. м. за один год.

U — напряжение (действующее значение).

U_1 — первичное напряжение.

U_{2i} — напряжение i-й вторичной обмотки.

U_{01} — начальное напряжение на накопителе.

$U_{\text{ок}}$ — его конечное значение.

$U_{\text{пр}}$ — пробивное напряжение для электрической изоляции.

$U_{\text{исп}}$ — испытательное напряжение обмотки.

V — габаритный объем т. м. м. (на фазу).

$V_{\text{к}}$ — объем, занятый катушками (на фазу).

$V_{\text{к}1}$, $V_{\text{к}2}$ — то же, но только первичной или только вторичными обмотками (на фазу).

V_{c} — объем, занятый сердечником (на фазу).

a — базисный размер т. м. м.— ширина несущего стержня (рис. 5.6).

b — толщина сердечника (рис. 5.6).

c — ширина окна сердечника (рис. 5.6).

c_P — соотношение мощностей P и P_2 по (9.47).

$c_{\text{к}}$ — толщина катушки в окне сердечника (рис. 5.7, 6.2).

$c_{\text{к}i}$ — то же для i-й обмотки.

$c_{\text{к}}^{(c_\Delta=1)}$ — значение $c_{\text{к}}$ при полном заполнении окна ($c_\Delta = 1$).

c_Δ — степень заполнения окна катушками по (5.49)·

d — внутренний диаметр тороидального сердечника ($d = c$).

e — э. д. с., мгновенное значение.

f — частота.

g — удельный вес т. м. м. (на единицу мощности), § 5.5.

$g_{\text{к}}$ — удельный вес проводникового материала катушек, § 5.5.

$g_{\text{пр}}$ — присоединенный удельный вес т. м. м., § 5.5.

$g_{\text{т}}$ — удельный вес расходуемого топлива, § 5.5.

g_Σ — удельный синтезирующий (системный) вес т. м. м., § 5.5.

$g_{\Sigma 1}$, $g_{\Sigma 2}$ — то же при характерных условиях (5.100), § 5.5.

h — высота окна сердечника (рис. 5.6, 5.7).

$h_{\text{к}}$ — высота катушки т. м. м. (рис. 5.7).

h_0 — ее базисное значение по (7.7).

i_1 — относительный первичный ток по (5.10) — (5.14).

i_0 — относительный полный намагничивающий ток по (5.10) — (5.11) (в гл. 15 — среднее значение тока вторичной обмотки за полупериод).

i_{0a}, i_{0r} — его активная и реактивная составляющие по (5.10).

j — плотность тока.

j_1, j_2 — плотность тока внутренней (первичной) и наружных (вторичных) обмоток.
k_1 — параметр по (9.51).
k_{12}, k_{21} — соотношение коэффициентов заполнения окна для первичной и вторичной обмоток по (5.68).
k_a — коэффициент заполнения окна алюминием.
$k_м$ — то же медью.
$k_{вi}$ — коэффициент, учитывающий вид схемы выпрямления по (14.12), (14.14).
$k_а$ — коэффициент заполнения чистого сечения катушки проводниковым материалом.
k_{01}, k_{02} — то же по первичной и вторичной обмоткам.
$k_{ок}$ — коэффициент заполнения окна сердечника проводниковым материалом.
$k_{ок1}$, $k_{ок2}$ — то же по первичной и вторичным обмоткам.
$k_{ок}\ (c_\Delta=1)$ — значение $k_{ок}$ при полном заполнении окна ($c_\Delta = 1$).
$k_{пот}$ — коэффициент потерь т. м. м. по (5.20).
$k_{разб}$ — коэффициент разбухания катушки по рис. 6.3.
$k_{ок}\ (c_\Delta=1)$ — значение $k_{ок}$ при $c_\Delta = 1$.
$k_с$ — коэффициент заполнения сечения сердечника магнитопроводящим материалом.
$k_т$ — коэффициент трансформации.
$k_{укл}$ — коэффициент укладки проводников (рис. 6.3).
$k_{эi}(k_{эv}, k_{эg}, k_{эц}, k_{эg\Sigma})$ — коэффициенты неоптимальности геометрии (10.6).
$k'_{эi}$ — относительные коэффициенты неоптимальности.
k_p — коэффициент увеличения потерь в сердечнике по сравнению с потерями исходного материала по (5.21) — (5.23).
$k_{фр}$ — коэффициент дополнительного увеличения потерь в трехфазном ленточном сердечнике по (5.27) — (5.28).
k_r — коэффициент увеличения сопротивления обмотки на переменном токе за счет проявлений поверхностного эффекта по (5.45).
k_ζ ($k_{\zeta v}$, $k_{\zeta g}$, $k_{\zeta ц}$) — коэффициенты вариации по (10.15).
k_τ — коэффициент увеличения удельного сопротивления проводника при нагреве по (5.37).
k_μ — параметр, определяющий кривую намагничивания сердечника по (8.11).
$l_с$ — длина средней магнитной линии.
l_w — средняя длина витка катушки.
l_{wi}, l_{w1}, l_{w2} — то же для i-й, первичной и вторичной обмоток.
m — число фаз т. м. м.
$m_{ок}$ — число фаз в одном окне сердечника.
m_0, m_1, m_2 — коэффициенты в формуле для перегрева трансформаторов с открытым сердечником по (7.42).
$m_с$ — параметр по (11.3).
$n_с$ — параметр по (5.26).
n_Δ — число сечений катушек в окне.
$p_к$ — потери в катушках на фазу.
$p_{ка}$ — потери в катушках от активного тока на фазу.
$p_{к1}$, $p_{к2}$ — потери в первичной и вторичных обмотках на фазу.

p_c — потери в сердечнике на фазу.
p_1 — удельные потери в готовом сердечнике при индукции 1 *тл*.
p_1' — то же, но для исходного магнитного материала.
q — сечение проводника.
q_p — коэффициент допустимого увеличения потерь в повторно-кратковременном режиме.
r_i — активное сопротивление i-й обмотки т. м. м.
r_1, r_{2i} — то же первичной и i-й вторичной обмотки.
$r_к$ — активное сопротивление короткого замыкания.
s_0 — чистое сечение катушки в окне сердечника на фазу.
$s_{ок}$ — геометрическое сечение окна сердечника (площадь окна) на фазу.
s_1, s_2 — части $s_{ок}$, приходящиеся на первичную и вторичные обмотки.
s_c — геометрическое сечение сердечника.
$t_и$ — время импульса.
$t_п$ — время паузы.
$t_р$ — рабочая температура катушек т. м. м.
t_c — температура окружающей среды.
u — относительное падение напряжения в т. м. м. (в гл. 15 — мгновенное значение напряжения).
u_1, u_2 — то же для его первичной и вторичной обмоток.
u_0 — мгновенное значение напряжения на накопителе.
$u_к$ — напряжение короткого замыкания.
$u_{ка}$, $u_{кх}$ — его активная и реактивная составляющие.
$u_{ка1}$, $u_{ка2}$ — составляющие $u_{ка}$ по первичной и вторичной обмоткам.
v — удельный объем т. м. м., § 5.5.
w — число витков приведенного трансформатора.
w_i — число витков i-й обмотки.
$\underline{w}$ — число витков на вольт.
x — относительная ширина окна по (5.58).
x_0 — то же за вычетом зазоров, межобмоточной и корпусной изоляции по (5.60).
$x_к$ — относительная ширина катушки в окне по (5.60).
x_δ — относительная ширина канала в окне по (5.61).
x_i — реактивное сопротивление рассеяния i-й обмотки.
y — относительная толщина сердечника по (5.58).
z — относительная высота окна по (5.58).
$z_к$ — относительная высота катушки по (5.60).
α — коэффициент теплоотдачи (в гл. 15 — отношение $U_{ок}/U_{01}$).
α_0 — его значение при базисных условиях (7.7).
α_{0h} — его значение при данном $h_к$ и базисном $\tau = \tau_0$.
β — отношение поверхностей охлаждения сердечника и катушек по (5.51).
γ — параметр кривой намагничивания по (8.11).
$\gamma_к$ — удельный вес проводникового материала.
$\gamma_м$, $\gamma_а$ — то же для случаев меди и алюминия.
γ_c — удельный вес материала сердечника.
Δ_i — толщина электрической изоляции.

Δc, Δh — суммарная толщина корпусной и межобмоточной изоляции по ширине и высоте окна (рис. 5.7).

ΔU — абсолютная величина падения напряжения (§ 5.4).

δ — ширина канала в окне магнитопровода (рис. 5.7, 12.1).

$\delta_т$, $\delta_{тт}$ — его минимальное (технологическое) значение по (5.56), (5.57).

$\delta_с$ — зазор в сердечнике (на сторону).

ε — соотношение (5.66) плотностей тока наружных (вторичных) и внутренней (первичной) обмоток (в гл. 15— основание логарифмов).

ε_0 — оптимальное значение ε по (8.36) или (8.39).

ε_{1-2} — значение ε, при котором имеет место условие $\varepsilon_p = 1$ или $\varepsilon_u = 1$.

ε_p — соотношение потерь первичной и вторичной обмоток по (8.42).

ε_{p0} — оптимальное значение εp по (8.41).

ε_u — соотношение падений напряжения в первичной и вторичных обмотках по (8.43).

ε_{u0} — оптимальное значение ε_u по (8.47).

ζ — обобщенная запись параметра геометрии x, y или z.

ζ_0 — оптимальное или фиксированное значение ζ.

η — к. п. д.

θ — степенной показатель аппроксимации зависимости α ($h_к$) (в гл. 15 — угол отсечки выпрямленного тока).

ϑ — частотный показатель роста потерь в сердечнике по (3.4), (3.5).

λ — эквивалентный коэффициент теплопроводности катушки по (7.13).

μ — магнитная проницаемость.

$\mu_н$ — начальная магнитная проницаемость.

ν — соотношение потерь в сердечнике и катушках по (5.20).

ν_0 — значение ν, соответствующее максимальной мощности ТЕР по (9.31) или (9.33).

$\nu_{опт}$ — оптимальное значение ν для ТЕР (§ 11.6).

$\nu_э$ — значение $\nu_{опт}$ для показателей $э$ по (11.31).

ν_Σ — то же для показателей $э_\Sigma$ по (11.32).

ξ — коэффициент эффективности теплоотдачи поверхностей катушки, обращенных в канал в окне сердечника по (7.48), рис. 7.13.

ρ — удельное сопротивление проводникового материала.

ρ_{20} — его величина при температуре 20° С.

σ — параметр кривой намагничивания по (8.11).

σ_2 — степенной показатель аппроксимации зависимости α (τ).

τ — перегрев, фиксируемый расчетной формулой (7.50).

$\tau_в$ — внутренний перепад температур в катушке.

$\tau_м$ — перегрев наиболее нагретой зоны катушки (максимальный перегрев).

$\tau_{мэ}$ — оптимальный перегрев $\tau_м$ для показателей $э$.

$\tau_{м\Sigma}$ — то же для показателей $э_\Sigma$.

$\tau_{мц}$ — оптимальный перегрев $\tau_м$ по действительной стоимости.

τ_{Mg}	— то же по системному весу.
$\tau_п$	— перегрев поверхности катушки.
$\tau_с$	— перегрев сердечника.
τ_0	— базисный, типовой перегрев по (7.7).
$\varphi_н$	— фазовый угол нагрузки.
φ_i	— $\varphi_к$, $\varphi_{к0}$, $\varphi_{к2}$, φ_0, φ_{01}, φ_{02}, $\varphi_{ок}$, $\varphi_{ок1}$, $\varphi_{ок2}$, $\varphi_{пк}$, $\varphi_{пс}$, $\varphi_с$, $\varphi_ц$, $\varphi_{цк}$, $\varphi_{цс}$, φ_g, $\varphi_{gк}$, $\varphi_{gс}$, φ_l, φ_s, φ_v, φ_w, φ_{w1}, φ_{w2} — изображения (5.62) геометрических характеристик т. м. м. по табл. 5.2 и 5.4.
$\varphi_{zГ}$, $\varphi_{zГ_0}$	— параметры по (9.52).
ψ, ψ_f, $\psi_з$	— параметры кривой намагничивания по (8.11).
ω	— круговая частота.
ω_u	— параметр по (11.3).
ω_τ	— параметр по (11.12).
$\doteqdot$	— знак пропорциональности.

Литература

1. Авах Ю. А. Контроль параметров и характеристик сердечников магнитных усилителей. Госэнергоиздат, 1960.

2. Аветисян Дж. А., Бертинов А. И. Многоэтапные процессы выбора оптимальных размеров электрических машин. «Электричество», 1966, № 6.

3. Аврух А. Я. Себестоимость электрической и тепловой энергии. Госэнергоиздат, 1959.

4. Агейкин Д. И. и др. Руководство по проектированию элементов и систем автоматики. Оборонгиз, 1959.

5. Аксенов В. Н. Выпрямители и трансформаторные подстанции. Связьиздат, 1961.

6. Альтгаузен О. И. Исследование влияния температуры на магнитные свойства электротехнической стали. «Электричество», 1958, № 6.

7. Альфтан Э. А. Новые литые микропровода. В сб. «Микропровод и приборы сопротивления», Кишинев, 1966.

8. Андре — Анго. Математика для электро- и радиоинженеров. Изд-во «Наука», 1964.

9. Андрианов К. А. и др. Литая изоляция на основе эпоксидных смол и полиорганосилоксанов. «Вестник электропромышленности», 1961, № 1.

10. Аронов Р. Л. Методы расчета тепловых процессов в активных материалах электротехнических конструкций. ГОНТИ 1938.

11. Артемьев А. И. Оптимальные соразмерности силовых низкочастотных трансформаторов. Известия вузов, Электромеханика, 1961, № 11.

12. Артамонов В. В. Маломощные выпрямители. Изд-во «Связь», 1970.

13. Атоян В. В. Неоднородность свойств холоднокатаной электротехнической стали. «Промышленность Армении», 1966, № 3.

14. Бабис Р. С., Хубларов Н. Н. Проектная оптимизация трансформаторов на ЦВМ. «Электричество», 1970, № 4.

15. Байдак Н. Ф. Технико-экономический метод определения основных размеров трансформаторов. «Электричество», 1935, № 3.

16. Байдак Н. Ф. Общее решение проблемы экономического трансформатора. «Электричество», 1935, № 15.

17. Балашов К. К. Технико-экономические основы проектирования трансформаторов. «Вестник электропромышленности», 1956, № 1; 1958, № 8.

18. Балашов К. К. К вопросу о технико-экономических основах проектирования трансформаторов. «Вестник электропромышленности», 1960, № 1.

19. Балашов К. К. Основные принципы проектирования экономических трансформаторов. «Известия вузов», Электромеханика, 1960, № 3.

20. Балашов К. К. Комплексный технико-экономический метод проектирования трансформаторов. «Электричество», 1963, № 4.

21. Бальян Р. Х. Расчет магнитных усилителей с обратной связью. «Электричество», 1956, № 9.

22. Бальян Р. Х. О проектировании трансформаторов малой мощности нормальной частоты. «Вестник электропромышленности», 1958, № 10.

23. Бальян Р. Х., Бардинский С. И. К выбору оптимальной геометрии и конструкции трансформаторов малой мощности. «Электричество», 1959, № 2.

24. Бальян Р. Х., Лалетин В. И., Трофимов И. В. К вопросу о размагничивании сердечника импульсного трансформатора. «Радиотехника», 1959, № 8.

25. Бальян Р. Х. К теории и расчету схем заряда емкостных накопителей. «Информационно-технический сборник», Судпромгиз, 1959, № 1.

26. Бальян Р. Х. Трансформаторы малой мощности. Судпромгиз, 1961.

27. Бальян Р. Х. Трансформаторы малой мощности с неполным заполнением окна катушками. В сб. «Детали радиоэлектронной аппаратуры и вопросы их унификации» (материалы конференции), МДНТП, 1963.

28. Бальян Р. Х. Об определении технико-экономической эффективности маломощных трансформаторов. «Электротехника», 1964, № 9.

29. Бальян Р. Х. Об ограниченности условия соразмерности Видмара для потерь в обмотках силовых трансформаторов. «Электричество», 1964, № 11.

30. Бальян Р. Х. Исследование теплового режима тороидальных электромагнитных элементов. «Электричество», 1967, № 2.

31. Бальян Р. Х. К выбору геометрии магнитопроводов маломощных трансформаторов при создании унифицированных рядов. «Стандарты и качество», 1967, № 8.

32. Бальян Р. Х. О весовых и габаритных показателях сухих трансформаторов. «Электричество», 1967, № 10.

33. Бальян Р. Х. Принципы построения размерных унифицированных рядов магнитопроводов для маломощных трансформаторов. «Стандарты и качество», 1968, № 2.

34. Бальян Р. Х. К разработке инженерного метода тепловых расчетов тороидальных электромагнитных элементов. Сборник трудов XI Всесоюзного совещания по магнитным элементам. Изд-во «Советское радио», 1968.

35. Бальян Р. Х. Вопросы геометрической оптимизации силовых электромагнитных элементов тороидального типа. Сборник трудов XI Всесоюзного совещания по магнитным элементам. Изд-во «Советское радио», 1968.

36. Бамдас А. М., Сомов В. И., Шмидт А. О. Трансформаторы и стабилизаторы, регулируемые подмагничиванием шунтов. Госэнергоиздат, 1960.

37. Бамдас А. М., Савиновский Ю. А. Принципы построения серий дросселей фильтров радиоаппаратуры. «Стандартизация», 1961, № 6.
38. Бамдас А. М., Савиновский Ю. А. Дроссели фильтров радиоаппаратуры. Изд-во «Советское радио», 1962.
39. Бамдас А. М., Иконников В. К. и др. Унификация дросселей насыщения для радиоэлектроники. В сб. «Детали радиоэлектронной аппаратуры и вопросы их унификации» (материалы конференции). МДНТП, 1963.
40. Бамдас А. М., Савиновский Ю. А. Определение оптимальной геометрии дросселей насыщения на ЭЦВМ. Сб. трудов Горьковского политехнического института, 1965, т. XX, вып. 7.
41. Бамдас А. М., Савиновский Ю. А. Управляемые дроссели радиоэлектронной аппаратуры. Изд-во «Советское радио», 1966.
42. Бамдас А. М., Савиновский Ю. А. Дроссели радиоаппаратуры. Изд-во «Советское радио», 1969.
43. Бахвалов Ю. А., Никитенко А. Г. Применение ЭВМ для расчета и исследования электрических машин и аппаратов. «Электричество», 1964, № 4.
44. Бачелис Д. С. и др. Справочник «Электрические кабели, провода и шнуры». Под ред. Белоруссова Н. И. Госэнергоиздат, 1963.
45. Бачурин Н. И. Литая изоляция в высоковольтном аппаратостроении. «Вестник электропромышленности», 1960, № 2.
46. Белевцев А. Т. Технология производства радиоаппаратуры. Изд-во «Энергия», 1964.
47. Белопольский И. И., Пикалова Л. Г. Расчет трансформаторов и дросселей малой мощности. Госэнергоиздат, 1963.
48. «Бензоэлектрические и дизельэлектрические агрегаты мощностью от 0,5 до 400 *квт*. Под ред. Лебедева В. П. Машгиз, 1960.
49. Бенинг П. Электрическая прочность изоляционных материалов и конструкций. Госэнергоиздат, 1960.
50. Бернштейн Л. М. О применении лаков типа КП. «Электротехническая промышленность», 1962, № 6.
51. Бертинов А. И. Влияние частоты на размеры и потери трансформатора. «Электромеханика», 1958, № 1.
52. Бертинов А. И. Авиационные электрические генераторы. Оборонгиз, 1959.
53. Бертинов А. И., Кофман Д. Б. Тороидальные трансформаторы статических преобразователей. Изд-во «Энергия», 1970.
54. Бессонов Л. А. Нелинейные электрические цепи. Изд-во «Высшая школа», 1964.
55. Бочкарева Г. П. и др. Электроизоляционный компаунд КГМС-3. «Электротехническая промышленность», 1962, № 6.
56. Булгаков Н. И. Расчет трансформаторов. Госэнергоиздат, 1950.
57. Вааг Л. А., Захаров С. Н. Методы экономической оценки в энергетике. Госэнергоиздат, 1962.
58. Варденбург А. К. Пластические массы в электротехнической промышленности. Госэнергоиздат, 1963.

59. Варламов Р. Г. Компоновка радио- и электронной аппаратуры. Изд-во «Советское радио», 1966.

60. Варламов Р. Г. Основы художественного конструирования радио- и электронной аппаратуры. Изд-во «Советское радио», 1967.

61. Васильев Д. В. Расчет трансформаторов. Ленинградская военно-электротехническая академия РККА им. С. М. Буденного, 1933.

62. Васильев Д. В. О потерях в железе для трансформаторов и других электромагнитных механизмов. «Электричество», 1935, № 15.

63. Васильева И. К. и др. Расчет потерь в стали при несинусоидальной форме кривой напряжения питания. «Электротехника», 1970, № 11.

64. Вейнберг М. Д., Эссенсон А. Я. Технология производства тороидальных трансформаторов с витыми магнитопроводами. «Радиотехническое производство», 1957, № 10.

65. Векслер А. З., Дружинин В. В. Стандартизованные испытания электротехнической стали на переменном токе. «Электротехника», 1965, № 2.

66. Видмар М. Трансформаторы. ГНТИ, 1931.

67. Вентцель Е. С. Теория вероятностей. Физматгиз, 1962.

68. Витенберг М. И. Зависимость перегрева обмотки и коэффициента теплоотдачи реле от температуры окружающего воздуха. «Автоматика и телемеханика», 1960, № 3.

69. Витенберг М. И. Расчет электромагнитных реле. Госэнергоиздат, 1961.

70. Волгов В. А. Детали и узлы радиоэлектронной аппаратуры. Изд-во «Энергия», 1967.

71. Волк М. и др. Герметизация электротехнической и радиоэлектронной аппаратуры. Изд-во «Энергия», 1966.

72. Вологдин Вс. В. и Слухоцкий А. Е. Трансформаторы для высокочастотного нагрева. Машгиз, 1957.

73. Волокобинский Ю. М. Влияние воздушных включений на электрическую прочность и потери изоляционных материалов. ЖТФ, 1956, т. XXVI, вып. 3.

74. Гельман М. З., Рябов Б. М. Ионизационные характеристики полимеризованной изоляции. Труды Ленинградского политехнического института им. Калинина, 1965, вып. 258.

75. Гельперин Б. Б. О наивыгоднейших размерах меди обмоток трансформатора для получения минимального окна. «Электричество», 1935, № 15.

76. Гельперин Б. Б. Специальные характеристики холоднокатаной стали. «Вестник электропромышленности», 1951, № 2.

77. Гендин Г. С. Советы по конструированию радиолюбительской аппаратуры. Изд-во «Энергия», 1967.

78. Германович И. Н. и др. Ультразвуковая пропитка пористых металлокерамических деталей. «Порошковая металлургия», 1962, № 5.

79. Гинкин Г. Г. Справочник по радиотехнике. Госэнергоиздат, 1948.

80. Гинзбург Л. Д. Маломощные трансформаторы питания накала высоковольтных тиратронов и газотронов. Изд-во ВИНИТИ, 1961.

81. Глибицкий М. М. Магнитные потери в витых ленточных сердечниках трехфазных трансформаторов. «Электротехника», 1966, № 9.

82. Глухов В. П., Якубайтис Э. А. Физическое моделирование дроссельных магнитных усилителей. Изд-во АН Латв. ССР, 1961.

83. Гольдштейн Е. И. Некоторые вопросы проектирования оптимальных сглаживающих дросселей. «Известия вузов», Электромеханика, 1964, № 4.

84. Гольдштейн Е. И. К учету выпучивания поля при расчете трансформаторов и дросселей с воздушными зазорами. Труды ВНИИЭМ, 1964, т. 19, ч. II.

85. Гольдштейн Е. И. К выбору геометрии нормализованных ленточных сердечников для сглаживающих дросселей. «Стандартизация», 1964, № 8.

86. ГОСТ 1494-61. Обозначения буквенные.

87. Готтер Г. Нагревание и охлаждение электрических машин. Госэнергоиздат, 1961.

88. Грудинский П. Г., Литвак Л. В. Определение оптимального коэффициента мощности промышленных электроустановок. «Электричество», 1960, № 10.

89. Грудинский П. Г. Технико-экономические расчеты в энергетике. Электротехнический справочник, изд. 3-е, т. II, разд. 48. Изд-во «Энергия», 1964.

90. Гурвич Е. И., Кондорский Е. И., Попова В. П. Проницаемость и потери магнитомягких сплавов разных толщин в переменных полях. Сб. трудов ЦНИИЧМ «Прецизионные сплавы», вып. 15. Металлургиздат, 1956.

91. Гусев В. П. Производство радиоаппаратуры. Изд-во «Высшая школа», 1967.

92. Гурвич Е. И., Кондорский Е. И. О связи магнитных характеристик магнитомягких сплавов с толщиной листа. ДАН, 1955, № 4.

93. Двинских В. А. Однофазные трансформаторы с уширенными сердечниками броневого типа. «Вестник электропромышленности», 1957, № 7.

94. Дель Г. В., Кутявин И. Д. Об определении основных размеров трансформаторов. «Известия вузов», Электромеханика, 1963, № 5.

95. Дискин С. И., Харинский А. Л. Силовые маломощные трансформаторы с обмотками из алюминиевой фольги. «Электропромышленность и приборостроение», 1960, № 19.

96. Добрер Е. К. Закономерности пробоя и электрическая прочность литой эпоксидной изоляции. «Электричество», 1962, № 6.

97. Дружинин В. В., Бурдакова Ю. П. О соотношении потерь на гистерезис и вихревые токи в электротехнической стали. «Электричество», 1956, № 8.

98. Дружинин В. В., Куренных Л. К. О сравнении кривых намагничивания электротехнической стали, снятых в постоянном и переменном полях. «Электричество», 1962, № 4.

99. Дружинин В. В. Магнитные свойства электротехнической стали. Госэнергоиздат, 1963.

100. Дульнев Г. Н. Теплообмен в радиоэлектронных устройствах. Госэнергоиздат, 1963.

101. Евтянов С. И. Радиопередающие устройства. Связьиздат, 1950.
102. Ермолин Н. П. Как рассчитать маломощный силовой трансформатор. Госэнергоиздат, 1961.
103. Ермолин Н. П. и Ваганов А. П. Расчет маломощных трансформаторов. Госэнергоиздат, 1957.
104. Ермолин Н. П. Расчет трансформаторов малой мошности. Изд-во «Энергия», 1969.
105. Жуков В. А. Технология производства радиоаппаратуры. Госэнергоиздат, 1959.
106. Займовский А. С. и Чудновская Л. А. Магнитные материалы. Госэнергоиздат, 1957.
107. Зарина Н. А., Пешков И. Б. Нагревостойкие никелированные провода с эмалевой изоляцией. «Кабельная техника», ЦИНТИЭлектропром, 1961, № 1.
108. Здрок А. Г. Оптимальные геометрические соотношения прямоугольных сердечников и стоимость активных материалов магнитных усилителей. «Электричество», 1966, № 6.
109. Ицхоки Я. С. Импульсная техника. Изд-во «Советское радио», 1949.
110. Ицхоки Я. С. Импульсные трансформаторы. М. 1950.
111. Кадыкова Г. Н., Соснин В. В. Ленточная трансформаторная сталь новой марки толщиной 0,2—0,02 *мм* с пониженными потерями. «Физика металлов и металловедение», 1961, т. II, вып. 3.
112. Калиниченко И. С. Требования к конструкции и технологии магнитопроводов из холоднокатаной стали. «Электротехническая промышленность», 1962, № 9.
113. Калиниченко И. С. Об экономической эффективности увеличения числа ступеней сердечника трансформатора. «Электротехника», 1967, № 4.
114. Каменномостский Я. А. Анализ выражения потерь и магнитной проницаемости от индукции и частоты. «Заводская лаборатория», 1963, № 3.
115. Каменномостский Я. А. Влияние частоты на основные электромагнитные параметры трансформаторов. «Электротехника», 1964, № 3.
116. Киреев В. Т. Влияние некоторых технологических факторов на магнитные свойства сердечников. Сб. трудов XI Всесоюзного совещания по магнитным элементам. Изд-во «Советское радио», 1968.
117. Киссель Е. И. Высоковольтные малогабаритные сухие трансформаторы и дроссели. «Радиоэлектронная промышленность», 1958, № 7.
118. Киссель Е. И. Влияние пропитки на свойства ленточных магнитопроводов. «Вестник электропромышленности», 1960, № 13.
119. Киссель Е. И. Об определении основных свойств электротехнической стали при повышенных частотах. «Заводская лаборатория», 1963, № 3.
120. Кифер И. И. и Пантюшин В. С. Испытания ферромагнитных материалов. Госэнергоиздат, 1962, 1955.
120′. Кифер И. И. Характеристики ферромагнитных сердечников. Изд-во «Энергия», 1967.

121. Клионская Р. И. О влиянии телевизоров на нагрузку городской сети. «Электричество», 1957, № 1.
122. Кобленц М. Г. Определение перегревов катушек контакторов постоянного тока по приведенной удельной мощности. «Вестник электропромышленности», 1947, № 7.
123. Ковальская А. В. Эпоксидные заливочные компаунды. «Вестник электропромышленности», 1960, № 2.
124. Консон А. С. Экономическое обоснование проектов электрических машин, аппаратов, приборов. Госэнергоиздат, 1963.
125. Консон А. С. Экономика электротехнической промышленности. Изд-во «Высшая школа», 1966.
126. Костенко М. П. и Пиотровский Л. М. Электрические машины, ч. I, Госэнергоиздат, 1957.
127. Кравцов С. Ф., Глибицкий М. М. Аналитический метод определения оптимальных размеров трансформаторов малой мощности. «Электротехника», 1967, № 4.
128. Красноперов Г. В. и др. Термообработка и магнитные характеристики сердечников из сплава 79НМ. Сб. трудов XI Всесоюзного совещания по магнитным элементам. Изд-во «Советское радио», 1968.
129. Кризе С. Н. Расчет маломощных силовых трансформаторов и дросселей фильтров. Госэнергоиздат, 1950.
130. Кузнецов В. К., Оркин Б. Г., Русин Ю. С. Трансформаторы для усилительной и измерительной аппаратуры. Изд.-во «Энергия», 1969.
131. Кугушев А. М. Электрическое питание радиоустройств. Изд-во КУБУЧ, 1935.
132. Лебедовский М. С. Механизация набивки трансформаторов пластичным железом. ЛДНТП, Л. 1962.
133. Любецкая О. В. и др. Магнитные свойства магнитомягких сплавов в динамическом режиме намагничивания. Сб. трудов XI Всесоюзного совещания по магнитным элементам. Изд-во «Советское радио», 1968.
134. Любчик М. А. Расчет эквивалентного коэффициента теплопроводности обмоток электрических устройств. «Известия вузов», Электромеханика, 1958, № 2.
135. Любчик М. А. Определение максимальной температуры нагрева катушек электрических аппаратов. «Вестник электропромышленности», 1959, № 11.
136. Марковский Ф. Т. и др. Режимы электропотребления Украинской электроэнергетической системы. «Энергетика и электротехническая промышленность», Киев, 1962, № 3.
137. Маслов В. В., Оржаховский М. Л. Изготовление оборудования для стран с тропическим климатом. Изд-во «Машиностроение», 1964.
138. «Методика определения экономической эффективности внедрения новой техники в промышленности». АН СССР, Госплан СССР. Госпланиздат, 1962.
139. Михеев М. А. Основы теплопередачи. Госэнергоиздат, 1956.
140. Моин В. С. Оптимальный расчет трансформатора преобразовательной установки. «Электротехника», 1967, № 4.
141. Мукосеев Ю. Л. Вопросы электроснабжения промышленных предприятий. Госэнергоиздат, 1963.

142. Намитоков К. К. и др. Магнитные свойства электротехнических сталей в широком температурном диапазоне. «Электротехническая промышленность», 1962, № 12.
143. Намитоков К. К. и др. Влияние растягивающих напряжений на магнитные свойства электротехнических сталей. «Энергетика и электротехническая промышленность», Киев, 1964, № 1.
144. Наседкин Л. П. Исследование теплового режима теплостойких маломощных трансформаторов. «Известия вузов», Электромеханика, 1963, № 5.
145. Наседкин Л. П. Оптимальные соотношения теплостойких маломощных силовых трансформаторов. «Известия вузов», Электромеханика, 1964, № 3.
146. Нефедов А. А., Борзова П. И. Свойства холоднокатаной малотекстурованной электротехнической стали. «Электричество», 1961, № 2.
147. Норденберг Г. М. Трансформаторы для радиоэлектронной аппаратуры. Изд-во «Энергия», 1970.
148. «Нормы амортизационных отчислений по основным фондам народного хозяйства СССР». Госплан СССР, М., 1961.
149. Основные методические положения технико-экономических расчетов в энергетике. «Электричество», 1959, № 10.
150. Парнес И. Г. Механизация и автоматизация изготовления элементов радиоаппаратуры. Госэнергоиздат, 1963.
151. Пельцман Е. М. и др. Экономическая оценка уровня энергетических показателей и надежности асинхронных двигателей новой единой серии. «Электромеханика», 1966, № 9.
152. Пентегов И. В. Определение оптимальных размеров трансформаторов. «Известия вузов», Электромеханика, 1960, № 8.
153. Петров Г. Н. Технико-экономические обоснования расчета трансформаторов. «Энергетика», 1931, № 1.
154. Петров Г. Н. Трансформаторы, т. 1. Основы теории. Энергоиздат, 1934.
155. Петров Г. Н. Проблемы повышения частоты и трансформаторостроение. «Электричество», 1936, № 2.
156. Петров Г. Н. Электрические машины, ч. 1. Трансформаторы. Госэнергоиздат, 1956.
157. Петров Г. Н. Расчет индуктивных параметров рассеяния микротрансформаторов. Труды МЭИ, 1962, вып. 38.
158. Петров Г. Н. Использование в трансформаторостроении высококачественной холоднокатаной электротехнической стали — большая народнохозяйственная задача. «Электротехническая промышленность», 1962, № 9.
159. Петров Г. Н. Задачи отечественного трансформаторостроения. «Вестник электропромышленности», 1963, № 4.
160. Попов И. Н., Генов С. Й. Определение оптимальных размеров силовых трансформаторов. Изд-во «Энергия», 1967.
161. Порто Д. Н. К вопросу о тепловом режиме маломощных трансформаторов. «Вестник электропромышленности», 1958, № 2.
162. Порто Д. Н., Назарова Г. Н. Тепловые свойства и критерий оценки конструкций маломощных силовых трансформаторов. «Вестник электропромышленности», 1960, № 6.

163. Постников И. М. Выбор оптимальных геометрических размеров в электрических машинах. Госэнергоиздат, 1952.

164. Постников И. М., Новиков А. М. Определение экономических размеров в трансформаторах. «Известия вузов», Энергетика, 1959, № 1.

165. Постников И. М. Проектирование электрических машин. ГИТЛ УССР, Киев, 1952, 1960.

166. Постников И. М. Экономические потери и размеры электромашин и трансформаторов. «Электричество», 1961, № 9.

167. «Преображенский А. А. Магнитные материалы. Изд-во «Высшая школа», 1965.

168. Привезенцев В. А. Обмоточные провода с эмалевой изоляцией. Госэнергоиздат, 1959.

169. Привезенцев В. А. Обмоточные провода особо высокой нагревостойкости. Труды МЭИ, 1962, вып. 39.

170. «Проблемы производства электротехнических сталей» (сборник статей). Металлургиздат, 1960.

171. Пробст А. Е. Экономическая эффективность новой техники. Госполитиздат, 1960.

172. Пузей И. М. и др. Новые магнитотекстурованные сплавы. Сб. трудов XI Всесоюзного совещания по магнитным элементам. Изд-во «Советское радио», 1968.

173. Рабинович С. И. К вопросу о весе активных материалов и стоимости трансформаторов. «Вестник электропромышленности», 1932, № 3.

174. Рабинович С. И. Условия соразмерности и к. п. д. трансформаторов. «Электричество», 1946, № 6.

175. Рабкин Л. И., Юзвинская П. И. Некоторые свойства пермаллоя тонкого проката. «Электричество», 1953, № 7.

176. Рабкин Л. И. Высокочастотные ферромагнетики. Физматгиз, 1960.

177. Рихтер Р. Электрические машины, т. 3. Трансформаторы. ОНТИ, 1935.

178. Рихтера, М., Бартакова Б. Тропикализация электрооборудования. Госэнергоиздат, 1962.

179. Рогинский В. Ю. Электрическое питание радиотехнических устройств. Госэнергоиздат, 1957, 1963.

180. Рогинский В. Ю. Выпрямители. Госэнергоиздат, 1961.

181. Розенблат М. А., Седых О. А. Принципы построения рядов тороидальных сердечников для магнитных усилителей. «Стандартизация», 1958, № 6.

182. Розенблат М. А. Магнитные усилители и модуляторы. Госэнергоиздат, 1963.

183. Ротерс. Электромагнитные механизмы. Госэнергоиздат, 1949.

184. Русин Ю. С. Определение собственной емкости обмоток. «Радиотехника», 1964, № 2.

185. Русин Ю. С. К определению сопротивления обмоток с учетом влияния эффекта близости и поверхностного эффекта. «Электросвязь», 1965, № 2.

186. Русин Ю. С. Определение перегрева трансформаторов и дросселей. «Известия вузов», Электромеханика, 1965, № 12.

187. Русин Ю. С. К расчету паразитных параметров широкополосных трансформаторов. «Радиотехника», 1967, № 1.

188. Русин Ю. С. Расчет электромагнитных систем. Изд-во «Энергия», 1968.

189. Сажин Л. И. Электроснабжение стационарных киноустановок. Изд-во «Искусство», 1963.

190. Сифоров В. И. Радиоприемные устройства. Воениздат, 1954.

191. Соколов В. И. Магнитомягкий сплав 50Н с высокими магнитными свойствами. «Электричество», 1958, № 4.

192. Сотсков Б. С. Основы расчета и проектирования электромеханических элементов автоматических и телемеханических устройств. Изд-во «Энергия», 1965.

193. «Справочник молодого электрика по электротехническим материалам». Профтехиздат, 1962.

194. «Справочник по электротехническим материалам». Под ред. Андрианова К. А., Богородицкого Н. П. и др. Госэнергоиздат, 1960.

195. «Справочник по электротехническим материалам», т. I. Электроизоляционные материалы, ч. 1. Свойства материалов. Под общей редакцией Ю. В. Корицкого и Б. М. Тареева. Госэнергоиздат, 1958.

196. «Справочник по электротехническим материалам», т. II, Электроизоляционные материалы, ч. 2. Методы испытания и применения материалов. Под общей редакцией Ю. В. Корицкого и Б. М. Тареева. Госэнергоиздат, 1959.

197. «Справочник радиоконструктора». Под ред. Варламова Р. Г. Раздел «Трансформаторы и дроссели». Изд-во «Советское радио», 1971

198. «Стандартизованные испытания электротехнической стали на переменном токе» (дискуссия). «Электротехника», 1965, № 2; 1966, № 9.

199. Стрелец П. Л. Технология изготовления и термической обработки ленточных сердечников из магнитомягких материалов. Судпромгиз, 1961.

200. Терентьев Б. Н. Электропитание радиоустройств. Связьиздат, 1958.

201. «Терминология теоретической электротехники». Изд-во АН СССР, 1958.

202. «Типовая методика определения экономической эффективности капитальных вложений и новой техники в народном хозяйстве СССР». АН СССР. Госпланиздат, 1960.

203. Тир Л. Л. Трансформаторы для установок индукционного нагрева повышенной частоты. Госэнергоиздат, 1969.

204. Тихомиров П. М. Расчет трансформаторов. Госэнергоиздат, 1962.

205. Трапезников В. А. Обобщенные условия соразмерности трансформаторов и электрических машин. «Электричество», 1946, № 2.

206. Трапезников В. А. Обобщенные условия соразмерности и оптимальная геометрия трансформаторов. «Электричество», 1948, № 2.

207. Трапезников В. А., Чечет Ю. С. Оптимальные асинхронные двигатели. «Электричество», 1946, № 6.

208. Тулин А. С. Обобщенные условия соразмерности электромагнитных систем. «Автоматика и телемеханика», 1960, № 3.

209. Тюрин Е. П. Оптимальная геометрия и рабочие свойства силовых трансформаторов повышенной частоты. «Электротехническая промышленность», 1965, вып. 256.
210. Тюрин Е. П. Трансформаторы повышенной частоты с медными и алюминиевыми обмотками. «Электротехника», 1966, № 6.
211. Тюрморезов В. Е. и др. Электропитание установок автоматики, сигнализации и связи. Трансжелдориздат, 1961.
212. Уорсинг А., Геффнер Дж. Методы обработки экспериментальных данных. Изд-во иностранной литературы, 1953.
213. Урьяш Ф. В., Назаров М. М. Влияние наклепа штампованных пластин на свойства магнитопроводов. «Вестник электропромышленности», 1961, № 5. Ускоренный режим термообработки магнитопроводов из холоднокатаной электротехнической стали. Там же, 1962, № 10.
214. Утевский А. М. Теория и метод расчета m-фазных выпрямителей с емкостным фильтром. Госэнергоиздат, 1949.
215. Федосеев Д. Н. Технология изготовления силовых трансформаторов и дросселей. Госэнергоиздат, 1953.
216. Федосенко Р. Я., Мирер Г. В. Потребление электроэнергии в жилых зданиях. «Электричество», 1963, № 3.
217. Фридман Е. И. и др. Свойства прессовочных фенопластов. «Вестник электропромышленности», 1960, № 2.
218. Фридман Е. И. и др. Свойства некоторых лаков. «Вестник электропромышленности», 1960, № 2.
219. Фридман Е. И. О свойствах пропиточных составов КП. «Вестник электропромышленности», 1961, № 1.
220. Фрумкин Г. Д. Расчет и конструирование радиоаппаратуры. Изд-во «Высшая школа», 1963.
221. Фукс Л. Г. Свободная конвекция в нагретой вертикальной щели. «Известия вузов», Энергетика, 1961, № 3.
222. Харинский А. Л. Основы конструирования элементов радиоаппаратуры. Госэнергоиздат, 1959.
223. Харпер Ч. Заливка электронного оборудования синтетическими смолами. Изд-во «Энергия», 1964.
224. Цыкин Г. С. Трансформаторы низкой частоты. Связьиздат, 1955.
225. Черкасов В. Н. Теория теплового режима трансформаторов малой мощности. «Известия вузов», Приборостроение, 1963, № 3.
226. Черкасов В. Н. Метод теплового расчета трансформаторов малой мощности. «Известия вузов», Приборостроение, 1963, № 3.
227. Чернышов Е. А., Чернышова Н. Г. Магнитные измерения на постоянном и переменном токе. Стандартгиз, 1962.
228. Чернышов Е. Т. и др. Последние работы ВНИЭМ в области разработки методики и аппаратуры для исследований магнитных материалов. Сб. трудов XI Всесоюзного совещания по магнитным элементам. Изд-во «Советское радио», 1968.
229. Черняк К. И. Эпоксидные смолы и их применение. Судпромгиз, 1963.
230. Черняк К. И. Неметаллические материалы в судовой электро- и радиотехнической аппаратуре. Изд-во «Судостроение», 1966.

231. Чечет Ю. С. Расчет электрических машин и трансформаторов, ч. 3, Трансформаторы. Машгиз, 1927.

232. Чурабо Д. Д. Новые неметаллические материалы для радиоаппаратуры. Госэнергоиздат, 1961.

233. Чиликин М. Г. Общий курс электропривода. Изд-во «Энергия», 1965.

234. Шефтель Н. И. Рулонная малотекстурованная электротехническая сталь с высокими магнитными свойствами. «Вестник электропромышленности», 1961, № 6.

235. Шифринсон Б. Л. К потреблению электроэнергии для бытовых нужд. «Электричество», 1961, № 2.

236. Шницер Л. М. Тепловой процесс в сухом трансформаторе. «Электричество», 1948, № 4.

237. Шницер Л. М. Основы теории и нагрузочная способность трансформаторов. Госэнергоиздат, 1959.

238. Эйнгорн И. Я. Влияние опрессовки магнитопровода на электромагнитные характеристики силовых трансформаторов. «Электротехника», 1967, № 4.

239. Adams D. R. Обзор трансформаторов, используемых в электронной промышленности. «Radio and Electronic Components», 1961, т. 2, № 10.

240. Assmus P., Boll R. Малые трансформаторы с разрезными ленточными сердечниками. «Electronik», 1955, т. 4.

241. Андо Кохей. Соотношение себестоимости железного сердечника и обмоток из медных проводов трансформаторов. «ДЭНКИ Кэйсан», Токио, 1958, № 8.

242. Bates W. J. Расчет выходного напряжения силовых трансформаторов. «Electronics», 1961, т. 34, № 49.

243. Bening F. Улучшение частотной характеристики у трансформаторов отрицательными сопротивлениями. «Nachrichtentechnik», 1963, № 9.

244. Brenner R., Pfeifer F. Начальная магнитная проницаемость у попеременно шихтованных пластинчатых сердечников. «Frequenz», 1960, т. 14.

245. Brenner R., Pfeifer F. Начальная магнитная проницаемость у ленточных витых сердечников. «Frequenz», 1961, т. 15.

246. Brenner R., Pfeifer F. Геометрия пластин и проницаемость сердечников. «ETZ-A», 1961, т. 10.

247. Brauer W. Оптимальная индукция и оптимальная форма сердечника маломощных трансформаторов. «Nachrichtentechnik», 1961, № 3.

248. Cope R. R. Новые способы проектирования с использованием алюминиевой фольги. «Electrical Design News», 1958, № 12.

249. Cremasky P. Некоторые вопросы проектирования трансформаторов. «Electronica», Рим, 1958.

250. Daute O. Расчет трансформаторов звуковой частоты. «Funk-technik», 1961, № 3.

251. Dullberjer и др. Перспективы производства и сбыта продукции электронной промышленности в 1964—1967 гг. «Electronics», 1964, т. 37, № 1.

252. Divis. Способы изоляции пластин трансформаторов. «Deutshe Electrotechnik», 1955, № 3.

253. Dobbeler C. Малые трансформаторы. «Elektrische Maschinen», 1958, № 9, 10, 11.
254. «Electronic Industries», 1965, № 1.
255. «Electronic Industries Yearbook», 1964.
256. «Electronics and Radio Engineering», 1959, т. 36, № 11.
257. Finkbein. Плотности тока и допустимый нагрев маломощных трансформаторов. «Funk und Ton», 1950, т. 4, № 4.
258. Floravanti G. J. Электрические трансформаторы с ленточными сердечниками. «Antenna», 1952, № 4.
259. Garbarino H. L. Некоторые аспекты оптимального проектирования силовых трансформаторов. «Trans. AIEE», 1954, № 12.
260. Garbarino H. L. Некоторые аспекты оптимального проектирования силовых трансформаторов. «Electrical Engineering», 1954, т. 73, № 7.
261. Gilmore A. G. Современное развитие трансформаторов с заливкой смолами. «British CaE», 1961, т. 8, № 6.
262. Hesselbach H. Малые трансформаторы с МД-пластинами. «Radioschau», 1961, № 10.
263. Hengelhaupt F. Проектирование трансформаторов стержневого типа для средних частот. «Elektrie», 1960, т. 3.
264. Howe I. G. Изоляция трансформаторов для военной радиоэлектроники. Proc. Electronic Components Conference, 1963.
265. Javitz A. E. Стабильность систем обмоточный провод-эпоксидная заливка. «Electro-Technology», 1961, № 3.
266. Jear H. S. Методы проектирования маломощных силовых трансформаторов для электронного оборудования. «Trans. AIEE», № 75, 1957, ч. I.
267. Jenkins B. D. Магнитные сердечники. «Radio and Electronic Components», 1962, т. 3, № 1.
268. Lee Reuben. Электронные схемы и их трансформаторы. New-York, 1955.
269. Lord H. W. Трансформаторы и катушки индуктивности. «Proc. IRE», 1962, т. 50, № 5.
270. Morris A. L. Трансформаторы малой мощности для электрооборудования самолетов. «Proc. IEE», 1949, т. 96, № 42, № 51.
271. Moir J. Выходные трансформаторы. «Audio», 1960, № 3.
272. Nisbet T. R. Оптимальный расчет силовых трансформаторов и дросселей насыщения. «Electronic Design», 1958, № 4, 5.
273. Nordenberg H. M. Трансформаторы для радиоэлектронной аппаратуры. New — York, 1964.
274. Pasnak M., Lundsten R. Влияние высоких температур на магнитные материалы для сердечников. «Electrical Engineering», 1960, т. 79, № 5.
275. Reinboth H. Технология и применение магнитных материалов. Berlin, 1958.
276. Rippin J. F. Высокотемпературные электронные трансформаторы. «CaE», 1961, т. 55, № 7.
277. Ricci A. Испытания материалов на воздействие радиации. «Missiles and Rockets», 1962, т. 11, № 12.
278. Shrbeny S., Trenda I. Производство витых трансформаторных сердечников. «Sdevlovaci technika», 1960, № 9.

279. Wilds C. F. Частотные характеристики импульсных и широкополосных трансформаторов. «Electronic Engineering», 1962, т. 34, № 415.

280. Weaver E., Terry I. Высокотемпературные трансформаторы для электронной аппаратуры с керамической изоляцией. «Ceramic Industry», 1960, т. 74, № 4.

281. «Материалы для высоких температур и уровней радиации». «Electronics», 1959, № 49.

282. «Поведение магнитных материалов в жестких условиях эксплуатации». «CaE», 1961, III, № 2.

283. «Высокотемпературные ферритовые материалы». «L'Onde Electrique», 1962, II, № 419.

284. «Электрическая изоляция. Тенденции развития». «Electro-Technology», 1962, т. 69, № 2.

Предметный указатель

Оглавление

РАЗДЕЛ ВТОРОЙ

СИЛОВЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ, ТЕОРИЯ И РАСЧЕТ

РАЗДЕЛ ТРЕТИЙ

СПЕЦИАЛЬНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ, ТЕОРИЯ И РАСЧЕТ

Замеченные опечатки

Страница	Строка	Напечатано	Должно быть
417	5-я снизу	...] $1\ (7\theta-1)\ \Phi_{j\tau B}$	...] $1/(7\theta-1)\Phi_{j\tau B}$
501	4-я сверху	... выпрямителя для схем...	...выпрямителя и для схем...
583	1-я снизу	... заряда вычисление...	...заряда, но вычисление...
687	9-я сверху	— стержневой трансформатор	— стержневой ленточный сердечник
687	10-я сверху	— стержневой ленточный сердечник	— стержневой трансформатор
689	17-я снизу	I	$\mathcal{J}$

Зак. 516

2р.11к.

